

# Cellular/satellite communications system with improved frequency re-use

**Publication number:** JP8510609 (T)

**Publication date:** 1996-11-05

**Inventor(s):**

**Applicant(s):** ERICSSON INC.

**Classification:**

- **international:** H01Q1/24; H01Q21/08; H01Q21/28; H04B7/08; H04B7/10; H04B7/185; H04B7/204; H04B7/212; H04J1/00; H04J3/00; H04L1/06; H04L25/03; H04W16/02; H04W84/02; H04L1/00; H04W16/14; H04W74/08; H04W84/04; H04W84/06; H01Q1/24; H01Q21/00; H01Q21/08; H04B7/02; H04B7/08; H04B7/185; H04B7/204; H04B7/212; H04J1/00; H04J3/00; H04L1/02; H04L25/03; H04W16/00; H04W84/02; H04L1/00; H04W74/00; (IPC1-7): H04B7/185; H04B7/212; H04J1/00; H04J3/00; H04Q7/36
- **European:** H01Q1/24A3; H01Q21/08; H01Q21/28; H04B7/08C4J1; H04B7/10; H04B7/185D2; H04B7/185D4; H04B7/185M16; H04B7/185M4; H04B7/204B; H04L1/00B7R1P; H04L1/00B7V; H04L1/06; H04L25/02C1; H04L25/03B7M; H04Q7/12; H04W16/02; H04W84/02S2

**Application number:** JP19950518632T 19950111

**Priority number(s):** WO1995US00224 19950111; US19940179953 19940111

Abstract not available for JP 8510609 (T)

Abstract of corresponding document: **US 5848060 (A)**

A satellite communications system employs a multiple element antenna for receiving signals on a first frequency band and relaying the signals to a ground station on a second frequency band. The system includes a downconverter for converting signals received at each of the multiple antenna elements on the first frequency band to corresponding baseband signals, and a multiplexor for time-division multiplexing the corresponding baseband signals to form a multiplexed sample stream. The system also includes a modulator for modulating a carrier in the

second frequency band with the multiplexed sample stream and transmitting the modulated carrier to the ground station. In exemplary embodiments, the downconverter comprise a quadrature downconverter producing an I and a Q baseband signal. The satellite relays signals received from the ground station using a demultiplexor in a similar manner.

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公表特許公報 (A)

(11) 特許出願公表番号

特表平8-510609

(43) 公表日 平成8年(1996)11月5日

(51) Int.Cl. <sup>6</sup>	識別記号	弁内整理番号	F I
H 0 4 B 7/212		7605-5 J	H 0 4 B 7/15
		7605-5 J	7/185
H 0 4 J 1/00		7509-5 K	H 0 4 J 1/00
		9299-5 K	3/00
H 0 4 Q 7/36		7605-5 J	H 0 4 B 7/26
			1 0 5 D
			審査請求 未請求 予備審査請求 未請求(全 149 頁)

(21) 出願番号 特願平7-518632  
(86) (22) 出願日 平成7年(1995)1月11日  
(85) 翻訳文提出日 平成7年(1995)9月11日  
(86) 国際出願番号 P C T / U S 9 5 / 0 0 2 2 4  
(87) 国際公開番号 W O 9 5 / 1 9 0 7 8  
(87) 国際公開日 平成7年(1995)7月13日  
(31) 優先権主張番号 0 8 / 1 7 9 , 9 5 3  
(32) 優先日 1994年1月11日  
(33) 優先権主張国 米国 (U S)

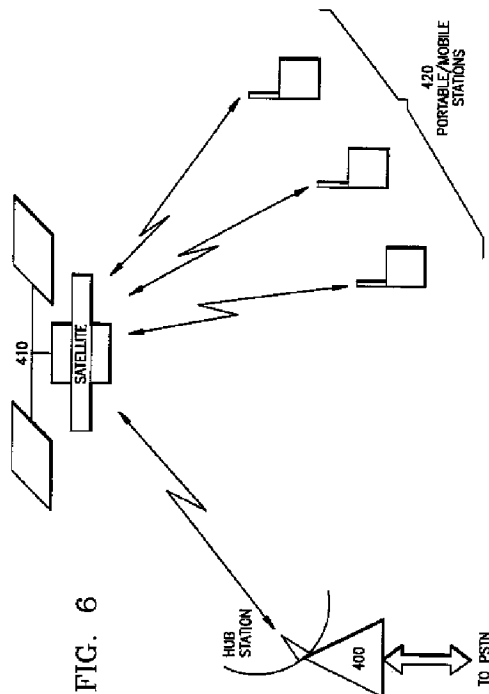
(71) 出願人 エリクソン ジーイー モービル コミュニケーションズ インコーポレイテッド  
アメリカ合衆国27709 ノース カロライナ州 リサーチ トライアングル パーク, ワン トライアングル ドライブ  
(番地なし)  
(72) 発明者 デント, ポール ダブリュ.  
スウェーデン国 エス - 240 36 ステハグス, プラストガールド, ステハグス  
(番地なし)  
(74) 代理人 弁理士 浅村 皓 (外3名)

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 周波数再利用を改善したセルラー／衛星通信システム

(57) 【要約】

同一チャネル干渉を最小限に抑える無線通信システムおよび方法が開示される。本システムおよび方法は、例えば、陸上移動通信 (4 2 0)、衛星通信システム (4 1 0) およびそれらのハイブリッド (4 0 0) に応用することができる。送受信信号行列モデルを使用する信号処理により干渉は最小限に抑えられる。



**【特許請求の範囲】**

1. 同じ無線周波数チャネルを使用して複数の受信機へ複数の信号を送信する送信装置であって、該送信装置は、

前記各信号を変調された無線波を表す数値サンプル流へ変換するチャンネル処理手段と、

1組の行列係数を使用して前記数値サンプル流の数値的組合せを形成する行列処理手段と、

前記数値的組合せを指示された周波数で対応するアナログ変調無線信号へ変換し前記変調された無線信号を送信電力レベルへ増幅する変換手段と、

前記変換手段に接続されて前記変調された無線信号を送信するアンテナ手段と、

前記各受信機が前記複数の信号の中の一つの意図する信号を残りの意図しない信号と実質的にゼロ干渉で受信するように前記行列係数を調整する制御手段と、  
を具備する、送信装置。

2. 同じ無線周波数チャネルを使用して複数の受信機へ複数の信号を送信する送信装置であって、該送信装置は、

前記各信号を変調された無線波を表す数値サンプル流へ変換するチャンネル処理手段と、

1組の行列係数を使用して前記数値サンプル流の数値的組合せを形成する行列処理手段と、

前記数値的組合せを指示された周波数で対応するアナログ変調無線信号へ変換し前記変調された無線信号を送信電力レベルへ増幅する変換手段と、

前記変換手段に接続されて前記変調された無線信号を送信するアンテナ手段と、

前記行列係数を調整して最悪受信機において前記複数の信号の中の意図する信号の受信信号レベルを残りの意図しない信号の受信干渉レベルに対して最大となるように調整する制御手段と、

を具備する、送信装置。

3. 同じ無線周波数チャネルを使用して複数の送信機から複数の信号を受信し

て複数の出力信号を発生する受信装置であって、該受信装置は、

前記送信信号を受信して各素子から受信信号を発生する多素子アンテナ手段と

、

各アンテナ素子からの前記各受信信号を濾波し、増幅して対応する数値サンプル流へ変換する多チャネル無線周波数処理手段と、

1組の行列係数を使用して前記数値サンプル流を結合し複数の別々の信号を発生する数値行列処理手段と、

前記別々の各信号を処理して前記出力信号を発生するチャネル処理手段と、

前記各出力信号が前記送信信号の中の一つの意図する信号に残りの意図しない送信信号との干渉が実質的にゼロで対応するように前記行列係数を調整する制御手段と、

を具備する、受信装置。

4. 同じ無線周波数チャネルを使用して複数の送信機から複数の信号を受信して複数の出力信号を発生する受信装置であって、該受信装置は、

前記送信信号を受信して各素子から受信信号を発生する多素子アンテナ手段と、

、

各アンテナ素子からの前記各受信信号を濾波し、増幅して対応する数値サンプル流へ変換する多チャネル無線周波数処理手段と、

1組の行列係数を使用して前記数値サンプル流を結合し複数の別々の信号を発生する数値行列処理手段と、

前記別々の各信号を処理して前記出力信号を発生するチャネル処理手段と、

前記行列係数を調整して前記各出力信号と前記送信信号の中の意図する各信号間の対応を最大限とする制御手段と、

を具備する、受信装置。

5. 複数の無線チャネルを使用して複数の信号に対応する複数の受信機へ送信する送信装置であって、該送信装置は、

前記信号の中の選定された信号をあるサブセットの各メンバーに対しては同じ無線チャネルを使用し異なるサブセットに対しては異なる無線チャネルを使用し

て送信するサブセットへ分類する分類手段と、

前記信号を処理して変調された無線信号を表す数値信号とするチャネル処理手段と、

各サブセットに対する1組の行列係数を使用して同じサブセットに属する前記

信号の数値的組合せを形成する、前記各サブセットに対する、行列処理手段と、

各サブセットに対して指示された無線チャネルにより前記数値的組合せを対応するアナログ変調された無線信号へ変換する、各サブセットに対する、変換手段と、

各サブセットからの前記アナログ変調された信号の一つを結合してアンテナ素子駆動信号を形成し前記アンテナ素子駆動信号を送信電力レベルまで増幅する複数の結合手段と、

各アンテナ素子が前記各結合手段に接続されている、前記アンテナ素子駆動信号を送信する多素子アンテナ手段と、

前記各受信機が意図する信号を所望の信号強度で残りの意図しない信号との干渉が実質的にゼロで受信するように前記分類手段および前記行列係数を制御する制御手段と、

を具備する、送信装置。

6. 第5項記載の送信装置であって、前記制御手段が前記送信電力レベルの和を最小限に抑える、送信装置。

7. 複数の無線チャネルの周波数を使用して複数の対応する送信機から複数の信号を受信して複数の出力信号を発生する受信装置であって、該受信装置は、

前記複数の送信信号を受信して各素子から合成受信信号を発生する多素子アンテナ手段と、

前記各合成受信信号を濾波し、増幅し、分割して、各々が対応する無線周波数チャネルで受信される各合成信号の一部に対応する、数値サンプル流へ変換する多チャネル無線周波数処理手段と、

各チャネル周波数に関連する1組の行列係数を使用して同じ無線チャネル周波数に対応する前記数値サンプル流の数値的組合せを発生する数値行列処理手段と

、

前記数値的組合せを処理して前記複数の出力信号を発生するチャネル処理手段と、

前記各出力信号が前記送信信号の中の一つの意図する信号に残りの意図しない信号との干渉が実質的にゼロで対応するように前記行列係数を制御する制御手段と、

を具備する、受信装置。

8. 同じ無線周波数チャネルの送信時間を複数のタイムスロットへ分割することにより複数の信号に対応する複数の受信機へ送信する送信装置であって、該送信装置は、

前記信号の中の選定された信号を前記無線チャネルの同じ指示されたタイムスロットで送信するサブセットへ分類して、同じサブセットの信号が同じタイムスロットを使用し異なるサブセットの信号が異なるタイムスロットを使用するようにする分類手段と、

前記信号を処理して指示されたタイムスロットで送信するチャネル処理手段と、

各サブセットからの一つの信号をその各タイムスロットへ多重化して時分割多重 (TDM) 信号を形成する多重化手段と、

各タイムスロットに対して異なる1組の行列係数を使用して前記時分割多重信号の数値的組合せを発生する行列処理手段と、

前記数値的組合せを前記無線チャネルの対応する変調されたアナログ無線信号へ変換し送信電力レベルまで増幅する複数の変換手段と、

各アンテナ素子が前記変換手段の一つにそれぞれ接続されている、前記アナログ無線信号を送信する多素子アンテナ手段と、

前記複数の各受信機が意図する信号を所望の信号強度で残りの意図しない信号との干渉が実質的にゼロで受信するように前記分類手段および前記行列係数を制御する制御手段と、

を具備する、送信装置。

9. 第8項記載の送信装置であって、前記制御手段が前記送信電力レベルの和を最小限に抑える、送信装置。

10. 時分割多重アクセス (T D M A) フレーム期間内の複数のタイムスロットを使用して同じ無線チャネル周波数で複数の対応する送信機から複数の信号を受信して複数の出力信号を発生する受信装置であって、該受信装置は、

前記複数の送信信号を受信して各素子から合成受信信号を発生する多素子アンテナ手段と、

前記各合成受信信号を濾波し、増幅して、対応する数値サンプル流へ変換する

多チャネル無線周波数処理手段と、

前記各T D M Aタイムスロットに異なる1組の行列係数を使用して前記数値サンプル流の数値的組合せを発生する数値行列処理手段と、

前記各数値的組合せを前記複数のタイムスロットへ分割して間引きされた信号流を発生するデマルチプレクシング手段と、

前記間引きされた信号流を処理して前記複数の出力信号を発生するチャネル処理手段と、

前記各出力信号が前記送信信号の中の一つの意図する信号に残りの意図しない信号との干渉が実質的にゼロで対応するように前記行列係数を制御する制御手段と、

を具備する、受信装置。

11. 複数の無線周波数を使用し各無線周波数の送信時間を複数のタイムスロットへ分割することにより複数の信号を対応する複数の受信機へ送信する送信装置であって、該送信装置は、

前記信号の中の選定された信号を同じタイムスロットおよび周波数チャネルで送信するサブセットへ分類して同じサブセットの信号が同じタイムスロットおよび周波数を使用し異なるサブセットの信号が異なる周波数もしくはタイムスロットを使用するようにする分類手段と、

指示されたタイムスロットおよび指示された周波数で前記信号送信を処理するチャネル処理手段と、



各サブセットからの一つの信号を同じ周波数を使用してその各タイムスロットへ多重化して前記各周波数チャネルで送信される複数の時分割多重（TDM）信号を形成する多重化手段と、

各タイムスロットおよび周波数チャネルに対して異なる1組の行列係数を使用して前記時分割多重信号の数値的組合せを発生する、各無線周波数チャネルに関連する、行列処理手段と、

前記数値的組合せを対応する変調されたアナログ無線信号へ変換する、各無線周波数チャネルに関連する、変換手段と、

各周波数チャネルからの前記アナログ無線信号の一つを結合し結合された信号を送信電力レベルまで増幅する複数の結合手段と、

各アンテナ素子が前記結合手段の一つにそれぞれ接続されている、前記増幅され結合された信号を送信する多素子アンテナ手段と、

前記各受信機が意図する信号を所望の信号強度で残りの意図しない信号との干渉が実質的にゼロで受信するように前記分類手段および前記行列係数を制御する制御手段と、

を具備する、送信装置。

12. 第11項記載の送信装置であって、前記制御手段が前記送信電力レベルの和を最小限に抑える、送信装置。

13. 時分割多重アクセス（TDMA）フレーム期間内の複数のタイムスロットおよび複数の無線チャネル周波数を使用して対応する複数の送信機から複数の信号を受信して複数の出力信号を発生する受信装置であって、該受信装置は、

前記複数の送信信号を受信して各素子から合成受信信号を発生する多素子アンテナ手段と、

前記各合成受信信号を濾波し、増幅して、分割して前記複数の無線チャネル周波数に対応するいくつかの数値サンプル流へ変換する多チャネル無線周波数処理手段と、

各タイムスロットと周波数の組合せに関連する行列係数セットを使用して同じ無線チャネルに関連する前記数値サンプル流の数値的組合せを発生する数値行列

処理手段と、

前記各数値的組合せを前記複数のタイムスロットへ分割して間引きされた信号流を発生するデマルチプレクシング手段と、

前記間引きされた信号流を処理して前記複数の出力信号を発生するチャネル処理手段と、

前記各出力信号が前記送信信号の中の一つの意図する信号に残りの意図しない信号との干渉が実質的にゼロで対応するように前記行列係数を制御する制御手段と、

を具備する、受信装置。

14. 移動局とのワイヤレス通信方法であって、該方法は、

音声もしくはデータ通信を表す信号を前記移動局から多素子アンテナを有する軌道衛星へ送信するステップと、

前記信号の組合せを前記各アンテナ素子で受信して地上局へコヒーレントに応答するステップと、

前記コヒーレントに応答された信号を前記地上局で受信しアナログ／デジタル変換を行って対応する数値サンプル流を発生するステップと、

前記数値サンプル流を数値行列プロセッサにより処理して前記各移動局からそれぞれ生じる前記送信信号を分離して分離されたサンプル流を発生するステップと、

前記分離されたサンプル流を数値的に処理して前記音声もしくはデータを表す信号を再構成し電話交換網へ送るステップと、

からなる、ワイヤレス通信方法。

15. 移動局とのワイヤレス通信方法であって、該方法は、

前記各移動局へ向けた音声もしくはデータを表す信号を電話交換網から受信するステップと、

前記音声もしくはデータを表す信号をデジタル化し処理して変調された信号を表す対応するデジタルサンプル流とするステップと、

数値行列プロセッサを使用して前記変調された信号を表すサンプル流を結合し

てアンテナ素子信号を表すサンプル流を発生するステップと、

前記アンテナ素子信号をデジタル／アナログ変換して対応する地上局送信手段を変調し相対位相および振幅関係を持続するように前記変調された信号を軌道衛星へ送信するステップと、

前記変調された信号を前記軌道衛星において前記地上局から受信し対応するアンテナ素子を使用して各々に応答して前記各データもしくは音声を表す信号がその意図する移動局へ送信され意図しない他の移動局へは送信されないようにするステップと、

からなる、ワイヤレス通信方法。

16. 移動局とのワイヤレス通信装置であって、該通信装置は、

まだデジタル形式とされていない場合には電話交換網から受信される音声もし

くはデータを表す信号をデジタル化し処理して変調された信号を表す対応するデジタルサンプル流とするデジタル化手段と、

アンテナ素子信号を表すサンプル流を発生するために前記変調された信号を表すサンプル流を結合する数値行列プロセッサ手段と、

前記アンテナ素子信号を対応する送信機変調波形へ変換するデジタル／アナログ変換手段と、

各々が前記変調波形の中の対応する一つの波形により変調されて位相および振幅関係を持続するように前記波形を軌道衛星へ送信する地上局送信機手段と、

前記各変調波形を受信して復調する前記軌道衛星内の衛星受信手段と、

前記各復調された波形を新しい周波数へ変換し、送信電力レベルまで増幅して前記各データもしくは音声を表す信号がその意図する行先の移動局へ送信され意図しない他の移動局へは送信されないように各々を多素子衛星アンテナの対応する素子を介して送信する衛星トランスポンダ手段と、

を具備する、ワイヤレス通信装置。

17. 無線通信システムにおいて同一チャネル干渉を最小限に抑える装置であって、該装置は、

信号を送受信するトランシーバ手段と、

前記各信号を数値サンプル流へ変換する信号処理手段と、

1組の行列係数を使用して前記数値サンプル流の数値的組合せを発生する行列処理手段と、

前記行列係数を調整して前記各信号間の同一チャネル干渉を最小限に抑える制御手段と、

を具備する、同一チャネル干渉を最小限に抑える装置。

18. 第17項記載の装置であって、前記行列処理手段はさらに、

前記行列係数を有する行列の逆行列にサンプルされたビームに関連する係数を有する行列を乗じる行列乗算手段を具備する、同一チャネル干渉を最小限に抑える装置。

19. 第18項記載の装置であって、前記行列処理手段はさらに、

前記行列係数を有する行列をサンプル期間毎に反転する手段を具備する、同一

チャネル干渉を最小限に抑える装置。

20. 第18項記載の装置であって、前記行列処理手段はさらに、

前記行列係数を有する行列を新しい呼が接続される時に反転する手段を具備する、同一チャネル干渉を最小限に抑える装置。

21. 第17項記載の装置であって、前記制御手段はさらに、

前記行列係数を有する行列が数値的に不良条件となるのを防止する手段を具備する、同一チャネル干渉を最小限に抑える装置。

22. 第21項記載の装置であって、前記防止手段はさらに、

少なくとも2つの移動ユニットが共通の位置へ近づく時に移動ユニットの無線チャネルを変える手段を具備する、同一チャネル干渉を最小限に抑える装置。

23. 複数の遠隔ユニットへ信号を送信する方法であって、該方法は、

ランダムアクセス送信中に新しい遠隔ユニットから受信する信号を複数の個別アンテナビーム素子信号と相関させて受信行列に対する係数の新しいコラムを決定するステップと、

古い逆C行列および新しいコラムに基づいて新しい遠隔ユニットからトラフィックを受信する新しい逆C行列を決定するステップと、

上りおよび下り周波数の比率を使用して相対係數位相角を校正することにより新しいコラムを新しい送信C行列へ変換するステップと、

古い送信逆C行列および新しい送信C行列ローに基づいて新しい送信逆C行列を決定するステップと、

前記新しい送信逆C行列を使用して前記遠隔ユニットへ信号を送信するステップと、

からなる、信号送信方法。

24. 第23項記載の方法であって、さらに、

新しい移動ユニットがランダムアクセス送信を行う時に前記各ステップを繰り返すステップからなる、信号送信方法。

25. 複数の遠隔ユニットへ信号を送信する装置であって、該装置は、

ランダムアクセス送信中に新しい遠隔ユニットから受信する信号を複数の個別アンテナビーム素子信号と相関させて受信行列に対する係数の新しいコラムを決

定する手段と、

古い逆C行列および新しいコラムに基づいて新しい遠隔ユニットからトラフィックを受信する新しい逆C行列を決定する手段と、

上りおよび下り周波数の比率を使用して相対係數位相角を校正することにより新しいコラムを新しい送信C行列へ変換する手段と、

古い送信逆C行列および新しい送信C行列ローに基づいて新しい送信逆C行列を決定する手段と、

前記新しい送信逆C行列を使用して前記遠隔ユニットへ信号を送信する手段と、

を具備する、信号送信装置。

26. 第2の複数の送信機-アンテナ素子組合せを使用して第1の複数の信号の中の一つの信号を対応する複数の受信機の中の一つの受信機へ送信する通信チャネル分配方法であって、該方法は、

前記各送信機-アンテナ組合せから前記受信機への前記信号の伝搬の位相および振幅に関する係数を推定するステップと、

各群の性能指数を求めるためにそれぞれの群内の同じ通信チャネルと異なる群に対する異なるチャネルを使用する前記複数の他方の受信機群について推定される同様な係数により前記係数を処理するステップと、

前記ステップにおいて最高性能指数を発生する群により使用される通信チャネルを前記信号へ分配するステップと、

からなる、通信チャネル分配方法。

27. 第26項記載の方法であって、前記信号が前記群と同じ通信チャネルを分配される時はある群の前記性能指数は前記送信機－アンテナ組合せの総送信機電力と関連づけられる、通信チャネル分配方法。

28. 第26項記載の方法であって、前記通信チャネルは各々が前記受信機群の内の一つの受信機により使用される時分割多重送信フレームのいくつかのタイムスロットの内の一つのタイムスロットである、通信チャネル分配方法。

29. 第26項記載の方法であって、前記通信チャネルは前記受信機群の内の一つの受信機により使用されるいくつかの無線周波数チャネルの内の一つのチャネルである、通信チャネル分配方法。

30. 第26項記載の方法であって、前記通信チャネルは各々が前記受信機の内の一つの受信機により使用される無線周波数チャネルとTDMタイムスロットとのかの組合せの内の一つの組合せである、通信チャネル分配方法。

31. 第1の局からの複数の第1の信号を対応する複数の第2の局へ通信し前記第2の局からの複数の第2の信号を前記第1の局へ通信する方法であって、該方法は、

前記第1の信号を変調された無線信号を表す形式へ処理するステップと、

1組の結合パラメータを使用して前記表現を結合していくつかの送信信号を形成するステップと、

対応する送信機およびアンテナを使用して前記送信信号を送信するステップと、

前記第2の局において希望信号の受信量に対する少なくとも一つの干渉信号の受信量を測定するステップと、

前記測定値を前記第2の信号へ符号化して前記第2の局から前記第1の局へ送信するステップと、

前記第1の局において前記符号化された測定値を受信して復号化し前記結果を使用して前記結合パラメータを修正して前記第1の局に受信される干渉信号が低減され希望信号が最大限とされるようにするステップと、

からなる、通信方法。

32. 第1の局からの複数の第1の信号に対応する複数の第2の局へ通信し前記第2の局からの複数の第2の信号を前記第1の局へ通信する方法であって、該方法は、

前記第1の信号を変調された無線信号を表す形式へ処理するステップと、

1組の結合パラメータを使用して前記表現を結合していくつかの送信信号を形成するステップと、

対応する送信機およびアンテナを使用して前記送信信号を所望する送信電力レベルまで増幅して送信するステップと、

前記第2の局において希望信号の受信量に対する少なくとも一つの干渉信号の受信量を測定するステップと、

前記測定値を前記第2の信号へ符号化して前記第2の局から前記第1の局へ送信するステップと、

前記第1の局において前記符号化された測定値を受信して復号化し前記結果を使用して前記結合パラメータを修正して前記第2の局に受信される干渉信号が低減され前記第1の信号を送信するのに必要な前記送信電力レベルの和が最小限に抑えられるようにするステップと、

からなる、通信方法。

33. 第31項もしくは第32項記載の方法であって、前記第1の局は少なくとも一つの軌道衛星と通信する地上局からなる、通信方法。

34. 第33項記載の方法であって、前記対応する送信機は前記送信信号を前記衛星を介して前記地上局から中継する衛星トランスポンダの一部を形成する、通信方法。

35. 第34項記載の方法であって、前記送信信号はその相対位相および振幅を持続するようにコヒーレントトランスポンダにより中継される、通信方法。

36. 地上局から受信する複数の信号に応答するコヒーレント衛星トランスポンダであって、該トランスポンダは、

周波数もしくは位相変調を使用して対応する数のキャリア周波数により前記信号を受信し復調してビデオ信号を発生する複数の対応する受信手段と、

前記各ビデオ信号を新しいキャリア周波数へ変換するアップ変換手段と、

前記各変換信号を所望する送信電力レベルへ増幅し対応するアンテナ手段を使用して送信する送信機－アンテナ手段と、

を具備する、コヒーレント衛星トランスポンダ。

37. 複数の地上局から受信する信号に応答するコヒーレント衛星トランスポンダであって、該トランスポンダは、

前記地上局からの前記信号の組合せを受信する受信機－アンテナ手段と、

前記受信した各組合せを対応するビデオ信号へ変換するダウン変換手段と、

周波数もしくは位相変調を使用して前記各ビデオ信号を対応するキャリア周波数へ変調し、所望する送信電力レベルへ増幅し送信アンテナ手段を使用して送信する送信機－変調器手段と、

を具備する、コヒーレント衛星トランスポンダ。

38. 第35項記載のトランスポンダであって、前記複数の受信手段のおよそ半分が右円（RHC）アンテナ偏波を使用し残りが左円（LHC）偏波を使用する、トランスポンダ。

39. 第36項記載のトランスポンダであって、前記送信機－変調器手段のおよそ半分が右円（RHC）アンテナ偏波を使用して送信を行い残りが左円（LHC）偏波を使用する、トランスポンダ。

40. 第36項記載のトランスポンダであって、前記RHC偏波送信の前記対応するキャリア周波数はLHC送信のキャリア周波数と同じである、トランスポンダ。

41. 第36項記載のトランスポンダであって、前記RHC偏波送信の前記対応



するキャリア周波数はL H C 送信のキャリア周波数間に交差配置されている、トランスポンダ。

42. 第37項記載のトランスポンダであって、R H C 偏波を使用する受信手段が使用する前記対応するキャリア周波数はL H C 偏波を使用する受信手段送信のキャリア周波数と同じである、トランスポンダ。

43. 第37項記載のトランスポンダであって、R H C 偏波を使用する受信手段が使用する前記対応するキャリア周波数はL H C 偏波を使用する受信手段送信のキャリア周波数間に交差配置されている、トランスポンダ。

44. 第1の周波数で信号を受信する多素子アンテナを利用し第2の周波数帯域で信号を地上局へ中継する衛星通信システムであって、該システムは、

前記第1の周波数で前記多数のアンテナ素子の各々において受信された信号を対応するベースバンド信号へダウン変換する手段と、

前記対応するベースバンド信号を時分割多重化して多重化されたサンプル流を形成する多重化手段と、

前記第2の周波数帯域のキャリアを前記多重化されたサンプル流により変調し前記変調されたキャリアを前記地上局へ送信する変調器手段と、

を含む、衛星通信システム。

45. 第44項記載のシステムであって、前記ダウン変換手段はI およびQ ベースバンド信号を発生する直交ダウン変換手段である、システム。

46. 第44項記載のシステムであって、前記多重化手段はI - 信号多重化手段およびQ - 信号多重化手段を具備する、システム。

47. 第44項記載のシステムであって、前記変調器手段はI 信号およびQ 信号が公称90° 位相差の各キャリア信号へ印加される直交変調器である、システム。

48. 第45項記載のシステムであって、前記多重化手段は前記I およびQ ベースバンド信号をアナログ/デジタル変換し得られるデジタル流をデジタル多重化してI およびQ ビット流を形成することからなる、システム。

49. 第48項記載のシステムであって、前記変調器手段は前記多重化されたI

およびQビット流が前記第2の周波数で各直交キャリアをデジタル変調するデジタル変調器である、システム。

50. 第44項記載のシステムであって、前記対応するベースバンド信号は共通位相および振幅基準に対する前記アンテナ信号のそれぞれ瞬時位相および振幅を表す、システム。

51. 第2の周波数帯域で地上局から受信する信号を多数のアンテナ素子を使用して第1の周波数により送信することにより中継する衛星通信システムであって、該システムは、

前記第2の周波数で受信した信号を対応するベースバンド信号へ変換するダウン変換手段と、

前記対応するベースバンド信号を時分割デマルチプレクシングして別々のサンプル流を得るデマルチプレクシング手段と、

前記第1の周波数のキャリアを前記別々のサンプル流により変調して対応する変調信号を発生する別々の変調器手段と、

前記変調信号を増幅し前記多数のアンテナ素子を使用して送信する送信増幅器手段と、

を含む、衛星通信システム。

52. 第51項記載のシステムであって、前記ダウン変換手段はIおよびQベースバンド信号を発生する直交ダウン変換手段である、システム。

53. 第51項記載のシステムであって、前記デマルチプレクシング手段はI-信号デマルチプレクシング手段およびQ-信号デマルチプレクシング手段を具備

し前記別々のサンプル流はIおよびQサンプル流からなる、システム。

54. 第53項記載のシステムであって、前記別々の変調器手段はIサンプル流およびQサンプル流が公称90°の位相差を有する各キャリア信号へ印加される直交変調器手段を含む、システム。

55. 第52項記載のシステムであって、前記デマルチプレクシング手段は別々のIおよびQビット流を発生するデジタルデマルチプレクシング手段である、システム。

56. 第55項記載のシステムであって、前記IおよびQビット流はアナログ／デジタル変換され濾波されて対応するIおよびQアナログ波形が形成される、システム。

57. 第56項記載のシステムであって、前記IおよびQ波形の各々が各直交変調器を使用して前記第1の周波数でキャリアを変調して前記対応する変調手段を発生する、システム。

58. 第51項記載のシステムであって、前記対応するベースバンド信号は振幅対応信号および位相对应信号を含む、システム。

59. 第51項記載のシステムであって、前記別々の変調器手段は振幅変調器および位相変調器を具備する、システム。

60. 双方向衛星通信システムであって、該システムは、

第1の周波数で信号を受信し第2の周波数帯域で地上局へ中継する多数のアンテナ素子を有する多素子アンテナと、

前記第1の周波数で前記多数のアンテナ素子の各々で受信した信号を対応するベースバンド信号へ変換するダウン変換手段と、

前記対応するベースバンド信号を時分割多重化して多重化されたサンプル流を形成する多重化手段と、

前記第2の周波数帯域のキャリアを前記多重化されたサンプル流により変調し前記変調されたキャリアを前記地上局へ送信する変調器手段と、

を含む衛星と、

前記第2の周波数で受信した信号を対応するベースバンド信号へ変換するダウン変換手段と、

前記対応するベースバンド信号を時分割デマルチプレクシングして別々のサンプル流を得るデマルチプレクシング手段と、

前記第1の周波数のキャリアを前記別々のサンプル流により変調して対応する変調信号を発生する前記別々のサンプル流の各々に対応する別々の変調器手段と、

、

前記変調信号を増幅し多数のアンテナ素子を使用して前記衛星へ送信する送信

増幅器手段と、

を含む地上局と、を具備し、

前記多重化手段および前記デマルチプレクシング手段は衛星上で同じクロックに同期化されている、双方向衛星通信システム。

61. 第60項記載のシステムであって、前記地上局はさらに、

前記デマルチプレクシング手段を前記第2の周波数帯域で前記衛星から受信する時間多重化信号へ同期化させかつ伝搬遅延に基づいて前記衛星へ時間多重化信号を送信する第2の多重化手段を同期化させて前記送信信号が前記衛星に搭載された第2のデマルチプレクシング手段と同期して到来するようにする手段、

を具備する、システム。

62. 第61項記載のシステムであって、前記地上局は前記衛星から時間多重化信号として送信されるパイロットサンプルを使用して前記デマルチプレクシング手段を同期化する、システム。

63. 第44項記載のシステムであって、前記地上局は前記衛星から時間多重化信号として送信されるパイロットサンプルを使用して前記デマルチプレクシング手段を同期化する、システム。

64. 第63項記載のシステムであって、前記パイロット記号にはゼロ記号（0，0）が含まれる、システム。

65. 第63項記載のシステムであって、前記パイロット記号は前記地上局においてデマルチプレクサの同期化を助けるのに使用される、システム。

66. 第63項記載のシステムであって、前記パイロット記号は前記地上局において送信もしくは変調エラーを修正するのに使用される、システム。

67. 第44項記載のシステムであって、前記地上局は前記多重化されたサンプル流の送信において生じるサンプル間干渉を低減するイコライザを含む、システム。

68. 第51項記載のシステムであって、前記地上局は前記第2の周波数帯域で前記地上局から前記衛星へ送信を行う時に生じる前記別々のサンプル流間の干渉を低減するプリイコライザを含む、システム。

69. 少なくとも一つの軌道衛星を介した一つの以上の中央地上局と複数の移動すなわち可搬局間の通信システムであって、該システムは、

複数の信号を衛星へ送信して応答させる送信機手段を有する少なくとも一つの中央地上局と、

前記複数の信号を受信し、周波数変換し、濾波し増幅してその重みづけされた組合せを形成し電力増幅した後で多素子アンテナへ加えて前記信号の第1のサブセットがビームピークに対しておよそ-4 dB下の点で接触する放射パターンを有する第1組のアンテナビームを使用して放射され前記信号の少なくとも一つの他のサブセットが前記第1組のビームから-4 dBのビーム径以下変位されたもう1組のアンテナビームにより放射されるようにする多チャネルトランスポンダを有する少なくとも一つの衛星と、

を具備する、通信システム。

70. 少なくとも一つの軌道衛星を介した一つの以上の中央地上局と複数の移動すなわち可搬局間の通信システムであって、該システムは、

複数の信号を衛星へ送信して応答させる送信機手段を有する少なくとも一つの中央地上局と、

前記複数の信号を受信し、周波数変換し、濾波し増幅してその重みづけされた組合せを逐次選定して電力増幅した後で多素子アンテナへ加えて前記信号がビームピークに対しておよそ-4 dB下の点で接触する放射パターンを有する第1組のアンテナビームを使用して第1の時間部分中だけ放射され少なくとももう一つの時間部分中は前記第1組のビームから-4 dBのビーム径以下変位された少なくとももう1組のアンテナビームが放射されるようにする多チャネルトランスポンダ手段を有する少なくとも一つの衛星と、

を具備する、通信システム。

71. 軌道衛星を使用する固定地上局と複数の移動局間の通信方法であって、該方法は、

前記地上局において前記移動局を第2の数以下の移動局を含む第1の数のセットへ分類するすなわち各セット内で各々が地上で所与の最小距離だけ互いに離さ

れるようにするステップと、

周波数やタイムスロットや符号やそれらの任意の一意的組合せからなる同じ通信チャネルを同じセット内の各移動体へ分配するステップと、

それぞれの分配された通信チャネルを使用して前記地上局から前記衛星へ信号を送信して前記移動局と応答し前記セットの最初のセットの移動局がビームピークに対しておよそ $-4\text{ dB}$ 下の点で交差する第1組の衛星アンテナビームを介して信号を受信し別のセットの移動局は前記第1組のビームから前記 $-4\text{ dB}$ のビーム径以下変位された異なるセットの衛星アンテナビームを介して意図する信号を受信するようにするステップと、

からなる、通信方法。

72. 少なくとも一つの軌道衛星を介した一つの以上の中央地上局と複数の移動すなわち可搬局間の通信システムであって、該システムは、

前記少なくとも一つの衛星により応答される前記移動局から複数の信号を受信する受信機手段を有する少なくとも一つの中央地上局と、

多素子アンテナを使用して前記複数の移動局から信号を受信し、前記アンテナ素子に受信された信号を周波数変換し、濾波し増幅してその重みづけされた組合せを形成し別々の送信機手段へ加えて前記地上局の受信手段へ送信し前記信号の第1のサブセットがビームピークに対しておよそ $-4\text{ dB}$ 下の点で接触する放射パターンを有する第1組のアンテナビームで受信される第1組の移動体信号に対応し前記送信信号の少なくとも一つの他のサブセットが前記第1組のビームから $-4\text{ dB}$ のビーム径以下変位されたもう1組のアンテナビームにより受信される移動体信号に対応するようにする多チャネルトランスポンダ手段を有する少なくとも一つの衛星と、

を具備する、通信システム。

73. 少なくとも一つの軌道衛星を介した一つの以上の中央地上局と複数の移動すなわち可搬局間の通信システムであって、該システムは、

前記少なくとも一つの衛星により応答される前記移動局から複数の信号を受信する受信機手段を有する少なくとも一つの中央地上局と、

多素子アンテナを使用して前記複数の移動局から信号を受信し、前記アンテナ素子に受信された信号を周波数変換し、濾波し増幅して前記信号のさまざまに重みづけされた組合せ群を逐次形成し同じ群の各メンバーの別々の送信機手段へ逐次加えて前記地上局の受信手段へ送信し前記送信信号の第1群がビームピークに対しておよそ $-4\text{ dB}$ 下の点で接触する放射パターンを有する第1組のアンテナビームで受信される第1組の移動体信号に第1の時間部分中対応し前記送信信号の少なくとも一つの他のサブセットが前記第1組のビームから $-4\text{ dB}$ のビーム径以下変位されたもう1組のアンテナビームにより受信される移動体信号に第2の時間部分中対応するようにする多チャネルトランスポンダ手段を有する少なくとも一つの衛星と、

を具備する、通信システム。

74. 軌道衛星を使用する固定地上局と複数の移動局間の通信方法であって、該方法は、

前記地上局において前記移動局を第2の数以下の移動局を含む第1の数のセットへ分類するすなわち各セット内で各々が地上で所与の最小距離だけ互いに離されるようにするステップと、

周波数やタイムスロットや符号やそれらの任意の一意的組合せからなる同じ通信チャネルを同じセット内の各移動体へ分配するステップと、

それぞれの分配された通信チャネルを使用して前記衛星により応答される前記地上局において前記移動局から信号を受信して前記セット中の最初のセットの移動局がビームピークに対しておよそ $-4\text{ dB}$ 下の点で交差する第1組の衛星アンテナビームを介して前記衛星により受信され別のセットの移動局は前記第1組のビームから前記 $-4\text{ dB}$ のビーム径以下変位された異なる組の衛星アンテナビームを介して受信されるようにするステップと、

からなる、通信方法。

75. 基地局と複数の移動局間のワイヤレス通信システムであって、該システムは、

明確に定められた方向に送受信アンテナパターンを発生することができる基地

局アンテナ手段と、

前記アンテナ手段に接続され特定の通信チャネルと関連づけられる前記方向を明確に定める信号処理手段と、

前記通信の性能指数を最適化するような前記各移動局との通信に使用する通信チャネルを適応的に決定するチャネル分配手段と、

を具備する、ワイヤレス通信システム。

76. 軌道衛星を介した固定網と複数の移動局間の通信システムであって、該システムは、

前記ビームにより覆域されるさまざまな領域に位置する移動局と少なくとも一つの地球局間でさまざまな信号を中継することができる多ビーム衛星中継手段と、

前記中継信号を送受信する少なくとも一つの地球局と、

1組の行列係数を使用して前記中継信号を処理し特定の通信チャネルに関連づけられる前記各領域の中心を明確に定める信号処理手段と、

1組の衛星軌道パラメータを使用して時間の関数として前記行列係数を発生し特定の通信チャネルに関連する前記領域を固定位置内に維持する制御プロセッサ手段と、

前記通信の性能指数を最適化するように前記各移動局との通信に適応的に通信チャネルを分配するチャネル分配手段と、

を具備する、通信システム。

77. セクター化された指向性アンテナを有する基地局とTDM Aを使用する複数の移動局間の通信方法であって、該方法は、

前記アンテナのセクター回転パターンをTDM Aフレームレートと同期して回転させるステップと、

セクターへのデジタル音声カラー符号の分配を同じレートで逆方向に回転させて同じ絶対方法に対して同じカラーコードが使用され続けるようにするステップと、

からなる、通信方法。

78. 第77項記載の方法であって、前記アンテナパターンの回転はアンテナを



物理的に回転させて達成される、通信方法。

79. 第77項記載の方法であって、前記アンテナパターンの回転はフェーズド  
アレイアンテナ信号処理により電子的に達成される、通信方法。

## 【発明の詳細な説明】

## 周波数再利用を改善したセルラー／衛星通信システム

## 背景

本発明は容量を増大させた無線通信システムに関する。本システムには固定、地上基地局や軌道衛星もしくは両者の組合せによりサービスされる移動電話機、車載電話機もしくは携帯電話機を含むことができる。多数の加入者にサービスするこのようなシステムの容量は、どれだけの無線スペクトルがサービスに分配されるかまたどれだけ効率的に利用できるかによって決まる。スペクトル利用の効率は平方km当たりMHz当たり同時通話数の単位（erlang：アーラン）により測定される。一般的には、同じ帯域幅に沢山の通話を詰め込むよりも使用できる帯域幅を何度も再利用する方法を見つけることにより一層の改善が図られるが、それは帯域幅を狭くすると一般的に通話間の空間的分離を高める必要を生じて容量の増加が取り消されるためである。したがって、一般的にはより近い周波数の再利用が可能ないように各通話に使用される帯域幅を増大するのがよい。

他のユーザからの干渉があっても信号を読み取ることができるようにする重冗長コーディング（heavy redundant coding）を使用して信号帯域幅を増大する（例えば、CDMA（Code Division Multiple Access）システム等の）スペクトル拡散システムにより高いスペクトル効率が得られる。このようなシステムを使用すると、同じセル内の数人のユーザが周波数および時間的に重畳する同じ帯域幅内に共存することができる。同じセル内の同一周波数干渉体を許容できれば距離によって干渉の寄与が弱まるため1セル以上離れた同一周波数干渉体も許容することができ、全てのセル内で全ての周波数を再利用することができる。

必要な信号と一緒に受信される同じ周波数の各不要信号が干渉成分に寄与するため、スペクトル拡散システムの容量は自己干渉制限であると言われる。しかしながら、衛星通信システム等のように自然ノイズにより既に制限されるシステムもあり、したがって広帯域スペクトル拡散法は必ずしも容量を最大限とするための最善の技術ではない。したがって、広帯域スペクトル拡散の自己干渉の不利益

を受けることなく各隣接セルすなわち領域内で全スペクトルを再利用することが

望ましい。

第1図に陸上基地局を使用するセルラー電話網の代表的な構成を示す。この図は単なる例として電話網を示したものであり、セルは必ずしも規則正しいサイズや形状ではなく、一般的定義としては、別個の信号により照射される領域としてセルを記述できる。

セルはその地理的中心から照射することができるが、サイト（用地）の不動産コストが重要な経済的要件であるため、一般的には、3つのセルの接合点である共通サイトから3セルのクラスターが照射される。セルの中央照射に対するアンテナ放射パターンは一般的に全方向性方位とされる。また一般的には、垂直面の放射パターンを狭くして、陸上電話機に向けてエネルギーを集中させて空中へのエネルギー放散が回避される。経済的にするために3セルに対する送信機およびアンテナを同じサイトに集めると、アンテナパターンは $120^\circ$ のセクターを照射するだけでよく、セルの遠方側までの距離が2倍になることは方位の指向性利得により補償される。アンテナパターンは、中央セクターに較べて $\pm 60^\circ$ において半分となる、各方向に必要な最大範囲に対応する利得が得られるような適切な形状とされる。したがって、セクター化されるアンテナパターンは $\pm 60^\circ$ において $-12\text{ dB}$ まで狭めることができ、およそ $8\sim 9\text{ dB}$ の利得を得てその方向において最大範囲を得る助けとなる。

中央照射を使用することにより、U. S. A M P Sセルラー移動電話システムでは任意のセル周りの21セルエリア内で同じ周波数を再利用しないようにしている。これは21セル周波数再利用パターンと呼ばれ（一般的に最大負荷と呼ばれる）全チャネルの同時使用時に同一チャネル干渉は必要信号よりもおよそ $18\text{ dB}$ 低くされる。このような21チャネル再利用パターンを第2図に示す。3, 4, 7等の再利用パターンおよびその積（例えば、9, 12, 21...）により同一チャネル干渉体は必要信号から等距離となり、パターンサイズの平方根に等しいセル数だけ離れた、六角形の頂点に位置するようになる。

實際上、照射は3セルの接合点のサイトから行われる。再利用パターンは21セルパターンであるが、各々が3つの $120^\circ$ セクター周りに3つの周波数再利

用パターンを有する7サイトとして説明することができる。この照射形式から生じる信号対同一チャネル干渉特性は中央照射による特性と厳密に同等ではない（アンテナの指向性により特定信号に対する干渉は中央照射の場合のように共通周波数で送信される6つの等距離セルではなく、アンテナが右方向に放射中の他の2つのサイトから主として生じることを理解されたい）。

3セクター、7サイト照射方法はしばしばセクター化と呼ばれ、元の大きいセルが指向性アンテナを使用して3つの小さいセルすなわちセクターへ分割されたものという誤った印象を与えることがある。しかしながら、同じサイトから3つのセルを照射するのに使用する構成は實際上技術的性能に関して中央照射よりも幾分不利であるが他は非常に類似している単に経済的な構成であるにすぎないためこの印象は的確ではない。

セル分割は全く別の概念であり、地上でさらに稠密に基地局を設けることにより平方km当たりの容量を大きくする方法である。従来セルを、例えば、単に3つのセルへ分割して元の周波数を3回再利用することは不可能であるため、セル分割を既存のシステムへ導入するには通常周波数再利用計画を完全に改造する必要がある。そのため空間的に分割されずに同じ周波数で3つの新しいセルが作動することになり、両方から同じ周波数で同じ強さの（内容の異なる）信号を受信する2つのセル間の境界において移動電話に問題が生じることになる。したがって、前記干渉問題を生じることなくセルをセクターへ分割して各セクターにおいて同じ周波数を使用できるようにすることが望ましい。

移動電話もしくは携帯電話にサービスする衛星通信システムを設計するときにも同じような容量問題が生じる。携帯電話の場合、大多数の消費者が欲しがっているのは性能の異なる全方向性アンテナである。衛星用の指向性アンテナやより大きな扱いにくいアンテナは現在市場には出回っておらず、そのためこのような装置と通信するには衛星は地上に十分高い信号強度を与える必要がある。地上で受信される衛星からの信号強度は通常平方m当たりワットもしくは平方m当たりdBの対数目盛の単位で測定される。例えば、平方m当たり-123dBW程度の磁束密度を音声通信に使用して2GHzの下り周波数を使用するマルチパスフェーディング、シャドーイング、偏波不整合等について適切なリンクマージンを与え

ることができる。衛星から放射される総ワット数はこの所要磁束密度に照射する地理的領域の面積を乗じたものに等しくなる。例えば、9百万平方kmの面積を有する米国全体の任意の場所にこのような音声チャンネルを提供するのに必要な衛星からの総放射電力は、

$$10^{-12.3} \times 9 \times 10^{12} = 4.5 \text{ W} \quad \text{となる。}$$

もちろん、一つの音声チャンネルでは有用な容量は得られない。米国にサービスするのに妥当な目標は5,000～10,000アーランである。容量を増大する一つの方法は、各々が一つの音声チャンネルを運ぶことができる他の周波数でも4.5Wを発生することであるが、45kWの衛星は非常に大型で発射するのに費用を要し10,000アーランの容量を提供するための経済的な方法ではない。したがって、4.5Wの衛星無線電力を使用して米国の全ての場所において1音声チャンネル分の磁束密度を生成し、その磁束により運ばれる音声を異なる場所では異なるようにできる方法を探し、電力や帯域幅をさらに使用せずにさまざまな通話を支援するのが効率的である。

同じ放射磁束密度をさまざまな方向でさまざまに変調する衛星の能力はそのアンテナ開口により提供される角度識別に依存する。アンテナの角度識別（ラジアン）は波長対アンテナ径の比率程度である。2GHz（15cm波長）の代表的な下り（ダウンリンク）周波数を使用する場合、1.5m径のアンテナは理論的に1/10ラジアンすなわち5.7°程度の角度識別を有し、例えば10,000kmの軌道高さから、米国覆域内の37の異なる方向を識別することができる。したがって、同じ4.5Wの衛星放射電力により一つだけでなく37の異なる通話を支援することができる。

37本のビームを発生する方法を第3図に示す。パラボラ反射器により異なる37の給電の1パターンからの放射エネルギーが地球へ向けて集束される。給電のイメージが地上へ投影されて所望する別々に照射されたエリアが形成される。残念ながら、この技術を使用すると一つのエリアから別のエリアへはみ出しが生じ、また2つもしくは3つのセル境界では移動電話は2つもしくは3つの供給源から同じ信号を受信する。これらの信号が独立に変調されると、電話機は判読できない3つの通話の寄せ集めを受信することになる。したがって、従来のシ

システムでは識別を使用して実現される潜在的な容量増大を利用することができない。

### 概要

従来の無線通信システム、衛星通信システムおよびそれらの混成システムにおけるこれらおよびその他の欠点や問題点は本発明により克服される。

本発明の実施例では、行列処理を使用してデータサンプル流（ストリーム）の数値的組合せを形成することができる。行列係数が選定され、周期的に調整することができ、複数の受信機の各々が実質的にゼロの干渉で所期の信号を受信する。

本発明の別の実施例では、信号処理は移動電話の動きや新たな呼の設定および終止には順応せず、決定論的に作動し、そのかわりにトラフィックがダイナミックトラフィックチャネル割当アルゴリズムを使用して信号処理の決定論的特性に順応する。

### 図面の簡単な説明

本発明の前記およびその他の目的、特徴および利点は図面と一緒に以下の詳細な説明を読めば一層理解することができ、ここにおいて、

第1図は従来の陸上セルラー網を示し、

第2図は従来の21セル周波数再利用計画を示し、

第3図は地球の一領域を照射する37ビームの従来の衛星による実現を示し、

第4図は本発明の特徴を説明するのに使用する照射パターンを示し、

第5図は3セル周波数再利用計画を示し、

第6図は本発明の一実施例による衛星-移動通信システムを示し、

第7図は本発明の一実施例による移動体-ハブトランスポンダを示し、

第8（a）図は本発明の一実施例によるハブ-移動体衛星トランスポンダを示し、

第8（b）図は本発明の別の実施例による電力増幅器マトリクスの結合網を示し、

第9図は本発明のFDMA実施例によるハブステーションを示し、

第10図は本発明の一実施例によるコヒーレントビーム信号送信を示し、

第11図は本発明の一実施例によるk-バンクハブリンク上の二重偏波を使用

するスペクトル特性を示し、

第12図は一実施例によるビーム信号の位相コヒーレント移送を示すブロック図であり、

第13図は本発明の別の実施例によるビーム信号の位相コヒーレント移送を示すブロックであり、

第14図はK-帯域キャリアへの2ビット多重化されたIおよびQ信号のマッピングを示し、

第15図位相コヒーレントビーム信号移送の別の実施例を示すブロック図であり、

第16図は本発明の代表的なTDMA実施例によるハブステーション送信信号処理を示すブロック図であり、

第17図は本発明の実施例による受信制御プロセッサと送信制御プロセッサ間の接続を示し、

第18図は本発明の代表的な陸上セルラー実施例を示し、

第19図は本発明の実施例によるアンテナアレイからの信号のMLD (maximum likelihood demodulation) を示すブロック図であり、

第20図はジグザグセクターパターンの代表的な構成を示し、

第21(a)図および第21(b)図は本発明の実施例による前進照射パターンを示し、

第22図は本発明のダイナミックチャネル割当を実現する代表例の一部を示すブロック図であり、

第23図は円形一対称、均一開口照射関数に対する代表的な放射パターンを示すグラフであり、

第24図は相対信号利得対ビーム交差点の代表的なグラフであり、

第25図は3セル周波数再利用パターンに対するセル内のC/I対移動体位置を示す代表的なグラフであり、

第26図はC/I対ビームエッジ交差点を示す代表的なグラフであり、

第27図は即時周波数再利用システムに対するセル内のC/I対移動体位置を示す代表的なグラフであり、

第28図は即時周波数再利用システムに対するC/I対ビームエッジ交差点を示す代表的なグラフであり、

第29図は円形対称、1/2余弦開口照射関数に対する代表的な放射パターンを示し、

第30図は第29図の照射関数パターンに対する相対信号利得対ビーム交差点の代表的なグラフであり、

第31図は第29図の照射関数に対する3セル再利用パターンに対するセル内のC/I対移動体位置を示す代表的なグラフであり、

第32図は第29図の照射関数に対する3セル再利用パターンに対するセル半径の25%以内の全ての移動体位置におけるC/I対ビーム交差点を示す代表的なグラフであり、

第33図は第29図の照射関数に対する即時周波数再利用に対するセル内のC/I対移動体位置を示す代表的なグラフであり、

第34図は第29図の開口照射関数を使用する即時周波数再利用システムに対するビームエッジ交差点のdB低下の関数としてビーム半径の25%以内の全ての点におけるC/Iを示す代表的なグラフであり、

第35図は本発明の実施例によるビームおよびセクターパターンを示し、

第36図は7通信チャネルを使用する別の代表的なビームおよびセクターパターンを示し、

第37図は本発明のさらに別の実施例による固定ビーム形成装置のブロック図であり、

第38図は本発明の実施例によるビーム形成装置を示す電流注入抽出点図であり、

第39図は第37図のビーム形成装置のTDMA実施例を示す。

#### 詳細な説明

最初に、第3図に示すような従来のアンテナアレイからの信号の送信に伴う干



渉問題を理解すると役に立つ。第3図に示すようなアンテナからの地上に作り出される照射強度の断面を第4図に示す。移動体がビーム2の中心(A点)に位置する最善の干渉状況であってもビーム1および3からの照射はゼロにはならず、

幾分低減するだけである。移動体2が受信する総信号は下記の3成分の和として示すことができる。

ビーム1信号S1のC21倍の量(小)

ビーム2信号S2のC22倍の量(大)

ビーム3信号S3のC23倍の量(小)

次に逆(上り(アップリンク))方向について考え、往復伝搬であるものとする。衛星はビーム2により3つの移動体から寄与を受ける、すなわち $C_{21} \cdot M_1 + C_{22} \cdot M_2 + C_{23} \cdot M_3$ ここに $M_1$ ,  $M_2$ ,  $M_3$ はそれぞれセル1, 2, 3の移動体から放射された信号である。移動体1がビーム2のエッジに近くなければ $C_{21}$ は小さく、移動体2はビーム2内にあるため $C_{22}$ は大きく、移動体3がビーム2のエッジに近くなければ $C_{23}$ は小さい。したがって、移動体が理想的に配置されてセルのエッジ上でなければ、セル間干渉レベルは許容できる。

一方、移動体が例えばセル1および2間の境界に近ければ、係数 $C_{21}$ は大きく $M_1$ は信号 $M_2$ の復号と干渉する。この問題を回避する従来の技術はすぐ隣接するセルと同じ周波数を使用しないことである。例えば、第5図に示す3セル周波数再利用パターンを使用することができる。第5図の影付きセルは第1の周波数を使用するものであり、他方のセルは図示するパターンで $f_2$ および $f_3$ を使用する。同じ周波数 $f_1$ を使用するセルは接触せず、1セル径以下のエッジ間分離がおこなわれることを理解されたい。一つのビームのエッジ上の移動体は同じ周波数を使用する他のセルの照射強度曲線よりも遥かに下にあり、したがって干渉が回避される。しかしながら、利用できる周波数の僅か $1/3$ しか使用できず、スペクトル利用効率が $1/3$ へ低減することが欠点である。したがって、本発明により、とりわけ、隣接セルにおけるスペクトル再利用を行わないことに伴うスペクトル効率の損失を生じることなく同一チャネル干渉をキャンセルする手段

が提供される。

全ビーム  $B_1, B_2, B_3, \dots$  等において受信信号についての式を集め、さしあたりビームと同数の移動体信号を想定すると、下記の方程式の組が得られる。

$$B_1 = C_{11} \cdot M_1 + C_{12} \cdot M_2 + C_{13} \cdot M_3 + C_{14} \cdot M_4 \dots C_{1n} \cdot M_n$$

$$B_2 = C_{21} \cdot M_1 + C_{22} \cdot M_2 + C_{23} \cdot M_3 + C_{24} \cdot M_4 \dots C_{2n} \cdot M_n$$

$$B_3 = C_{31} \cdot M_1 + C_{32} \cdot M_2 + C_{33} \cdot M_3 + C_{34} \cdot M_4 \dots C_{3n} \cdot M_n$$

$$\cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot$$

$$B_n = C_{n1} \cdot M_1 + C_{n2} \cdot M_2 + C_{n3} \cdot M_3 + C_{n4} \cdot M_4 \dots C_{nn} \cdot M_n$$

これは  $\underline{B} = \underline{C} \cdot \underline{M}$  として略記することができ  $\underline{B}$  および  $\underline{M}$  は列ベクトルであり  $\underline{C}$  は係数の  $n \times n$  正方行列である。

衛星がその各ビームにより受信する信号から、移動体が発信する信号を決定することが望ましく、本発明によりこれは前記方程式の組を解いて次式を得て行われる。

$$\underline{M} = \underline{C}^{-1} \cdot \underline{B}$$

行列  $\underline{C}$  が可逆的である（すなわち、非ゼロ行列式を有する）限りこの解は求められ移動体信号間の実質的に全ての干渉がキャンセルされ完全に分離される。前記方程式の全要素、すなわち移動体信号  $M_i$ 、ビーム信号  $B_k$  および行列要素  $C_{ki}$ 、は信号振幅差だけでなく信号位相関係も表現できるように実および虚成分を有する複素数とされる。本発明によりさまざまなアンテナビームにより受信される信号は同じ時間にナイキスト判定法により重要な全信号成分を補足するのに十分な速度でサンプルされる。このような1組のサンプルにより任意の場合におけるコラムベクトル  $\underline{B}$  が形成され、1サンプル期間毎にこのようなベクトルに、例えば、 $\underline{C}$  の逆行列が乗じられて干渉の無い移動体信号を表す1組のサンプル  $\underline{M}$  が得られる。 $\underline{M}$  の同じ要素の連続する値により一つの移動体信号に対応するサンプル流が形成される。このサンプル流は各移動体信号に対するデジタル信号プロセッサへ送られそこでサンプル流は、例えば、システムが接続されている電話交換システムが必要とするアナログ音声波形すなわち 6.4 Kbps PCM デジタル音

声流へ変えられる。

本発明のもう一つの特徴により、行列Cはサンプル期間毎に反転する必要はなく、もっと低い頻度あるいは呼の開始時に一度だけ反転すればよい。行列Cおよびその逆行列は比較的緩やかに変化しそれはビーム内の移動体シフト位置、もしくは非静止衛星の移動によるビーム照射強度分布の変化、によるC係数の変化速度が比較的低いためである。本発明の代表的な衛星の実施例では、代表的なセル

サイズは直径数百kmの範囲であり中間高度の軌道を移動する衛星は代表的なセルを通過するのに1, 2時間を要する。したがって、移動により新たに逆行列を計算する必要性は、例えば、代表的な3分間の電話呼の持続時間中には生じない。しかしながら、逆C行列の変化が便利である主な理由は通話が間断なく接断されることである。例えば、 $n = 37$ でかつ平均呼持続時間が3分であれば、平均して5秒毎に一つの移動体と行列Cのその対応するコラムが消失し他の係数のコラムにより置換される。これが生じる時に新しい逆C行列が導入されるプロセスについては後記し、37の移動体信号の復調および復号に含まれる全デジタル信号処理に較べてこれは比較的無視できる計算努力を表すと述べるにとどめる。

次に第6図～第11図を参照してこれらの原理を応用した実施例について説明する。

第6図は、衛星410を介してハブステーション400と通信する複数の携帯局420を示す。ハブステーションは、例えば市内交換機を介して、公衆交換電話網(PSTN)に接続され、衛星電話間だけでなく、携帯電話の世界中の任意の電話加入者間で呼を接続することができる。衛星は1600MHz等の比較的低いマイクロ波周波数で携帯電話から信号を受信する。このような周波数ではバッテリー作動電話内の送信機は効率的であり、そのアンテナは小型全方向性とすることができる。衛星は受信信号を1600MHzからハブステーションへ中継するより高い周波数へ変換する。

より高い周波数を使用できるのは、衛星-ハブリンクに必要な帯域幅が1600MHzにおいて各ビームに分配される帯域幅の少なくとも $n$ 倍であるためであり、 $n$ はビーム数である。例えば、帯域幅の6MHzを1600MHzにおける37ビー

ムの各々に再利用する場合、帯域幅の少なくとも  $37 \times 6$  すなわち  $222 \text{ MHz}$  が衛星－ハブリンクに必要である。コヒーレントビーム信号移送を維持する一つの方法は少なくとも2回この最小帯域幅を使用し、逆方向にも同じ量を必要とするため、 $1 \text{ GHz}$  の帯域幅が必要である。これは衛星－ハブ往復リンクに対して、例えば、 $20 \text{ GHz}$  付近のキャリア周波数が適切であることを示唆する。

このような周波数では、比較的小さなハブステーションの円形アンテナであっても非常に狭いビーム幅を有し、そのためこの帯域幅を任意の一つのシステムが

専用する必要がなく、第1の地上局から第1の衛星への視線が第2の衛星と交差ししない限り干渉を生じることなく全帯域幅を他の衛星へ再分配することができる。これは、静止軌道の衛星へ特定の“局”を割り合せて回避することができ、より低い軌道を移動する衛星の場合には、交差する確率が低く、このようなイベントが生じる時に活性化される代替ハブ位置を有することで処理することができる。

第7図は移動体発生信号をハブステーションへ中継する代表的な衛星トランスポンダブロック図を示す。(例えば、 $1600 \text{ MHz}$  の) L-帯域マルチビーム衛星アンテナ470はさまざまなビーム間に分布された複数の移動電話から信号を受信し、各低ノイズ増幅器480により増幅する。各ビームからの合成信号は、例えば、 $6 \text{ MHz}$  の全帯域幅にわたって  $12.5 \text{ KHz}$  の間隔で配置されたさまざまな周波数を使用する  $400 \sim 500$  の移動電話からの信号を含んでいる。各ビームの合成信号は各ミキサ440においてダウン変換され、例えば、 $1 \sim 7 \text{ MHz}$  の範囲にわたるベースバンド信号が得られる。この種の信号は代表的にはTVカメラからの信号の周波数範囲であるため以後“ビデオ”信号と呼ばれる。合成受信信号をビデオ信号へダウン変換するために、ダウンコンバータは、例えば、イメージリジェクション型ダウンコンバータとすることができる。ダウン変換プロセスは適切な中間周波数を使用して一つ以上のステップで随意行うことができる。

システム内のダウンコンバータは、アンテナで受信されたダウン変換された周波数における位相関係を持続するために同じ局部発振器信号を使用することができる。不注意による固定位相不整合の導入やチャネル間の小さな振幅差は、ハブ

ステーションにおけるアナログもしくはデジタル処理により校正できるため問題にならない。

ベースバンド信号は、例えば、20 GHzの衛星－ハブ周波数帯域における各キャリアを変調するのに使用される。20 GHzキャリア周波数に1～7 MHz “ビデオ” 信号の単側波帯変調を適用する場合、得られる信号は20.001～20.007 GHzの周波数範囲を占有する。

しかしながら、単側波帯変調を使用するとビーム信号間で位相コヒーレンシを持続することが困難になる。したがって、替わりに両側波帯変調技術を使用することができる。例えば、1～7 MHzビデオ信号を、20 GHzキャリア信号の周波数

もしくは位相変調に使用することができる。変調されたキャリアにより占有される周波数範囲は、使用する周波数もしくは位相偏差に応じておよそ19.993～20.007 GHz以上となる。本来の14 MHzの帯域を超える余裕を与えるために、20 GHz帯域では25 MHzの間隔が適切である。したがって、 $37 \times 25$  すなわち925 MHzを一方方向の衛星－ハブリックに使用することができる。この帯域幅は後記するように直交偏波の上手な使用により半分にすることができる。

第8(a)図にハブ－移動体中継方向に対する代表的な衛星トランスポンダを示す。移動体－ハブ送信について前記した同じ方法を逆に衛星へ多数のビーム信号をコヒーレントに移送するのに使用することができる。(図示せぬ)ハブステーションはいくつかのKa帯域周波数もしくは位相変調キャリアを衛星へ送信する。これらは適切なKa帯域アンテナ360を使用して受信され、共通低ノイズ増幅器350で増幅され、次にFM受信機バンク340へ送られそこで各キャリアは各受信機により復調され各ビームにより送信される信号のビデオ信号バージョンが得られる。例えば1～7 MHz帯域を占有するこれらのビデオ信号は、次に、相対位相関係を持続するため共通局部発振器330を使用して、それぞれのアップコンバータによりアップコンバートされ、次に電力増幅器マトリクス310を使用して増幅され、マルチビームアンテナ300を介して移動電話へ送信される。衛星－移動体リンクに適切な周波数は、例えば、2.5 GHz (S-帯域) である。電力増幅器マトリクスの増幅器はさまざまな電話へ送られる信号間の相互

変調を低減する線形増幅器とすることができる。電力増幅器マトリクスは、例えば、各各にそれぞれのビームが関連する  $n$  台の個別増幅器のバンク（集合）、もしくは入力において  $n \times N$  のバトラーマトリクスに接続され出力において  $N \times n$  のバトラーマトリクスに接続された（ $n$  以上の） $N$  台の増幅器バンクとすることができる。バトラーマトリクスの効果は、各増幅器を使用して各ビーム信号の一部を増幅し、負荷を均等化し、故障時に見苦しくない機能低下とし、 $N - n$  ダミーロードで相互変調エネルギーの伝搬を吸収することにより相互変調を低減することである。このような電力増幅器の例は、1994年1月11日に出願され参照としてここに組み入れられている米国特許出願第 号“電力増幅器の消費エネルギー制御および管理”に記載されている。

本発明のもう一つの実施例である、このようなマトリクス電力増幅器を使用する通信トランスポンダを有する地球-軌道衛星を介して中継される TDMA 信号を使用する通信システムでは、電力増幅器は衛星の代わりに地上局に配置されたバトラー結合網をその入力に有することができる。バトラー結合動作は、地上局においてデジタル信号処理により行なわれて、希望ビーム信号の重みづけされた和を形成し、マトリクス電力増幅器の各増幅器に対応する駆動信号を発生することができる。これらの重みづけされた和はコヒーレントフィーダリンクを使用して衛星の通信トランスポンダへ送信され、通信トランスポンダはこれを受信して、電力増幅器出力のバトラー結合の後で、出力信号が異なるアンテナビーム方向で、例えば小さなハンドポータブル局であるそれぞれの地上端末へ送信したい信号に対応するように、電力増幅器を駆動する第2の周波数帯域へ変換する。

こうして得られる衛星回路を第8（b）図に示す。破線矩形800で示すように、通常存在する入力結合器は、この機能が地上局で実施されるため省かれている。アンテナ810、線形増幅器を含む信号処理820、フィーダリンク受信機およびダウンコンバータ830および出力結合器840は、従来の方法で実現できるためここでは詳細には説明しない。

この実施例はある状況に対しては有利であり、例えば、各フィーダリンクが一つのビーム信号の全てではなく各ビーム信号の一部を運ぶため、対応する順方向

フィードリンク信号に大きな変動を生じることなくアンテナビームとタイムスロット間の電力のダイナミック再分配を達成することができる。さらに、順方向フィードリンクにより送られる信号の予歪み (pre-distortion) を適用して関連するトランスポンダチャネル電力増幅器の歪みをさらに補償することができる。さらに、前記出願“電力増幅器の消費エネルギー制御および管理”に記載されている過大寸法マトリクス電力増幅器の場合、フィードリンク数は生成される独立ビーム信号数よりも大きく、故障に対する冗長度が得られる。

第9図は本発明の実施例によるハブステーションのブロック図である。ブロック610における共通低ノイズ増幅およびオプションなダウン変換の後で、ハブアンテナ600は衛星からKa帯域キャリアを受信し、信号は各Ka帯域キャリアに対するいくつかの受信機間で分割されてビーム信号 $B_1, \dots, B_n$ が得ら

れる。各ビーム信号はチャンネル分離フィルタ630により分離される多数の音声変調チャンネル周波数により構成される。

チャンネル分離フィルタ630は水晶フィルタ等のアナログ部品とすることができる。選定されたチャンネル周波数から共通低周波数（例えば、12.5～25 KHzもしくは455 KHz）へのA/D変換のための周波数変換を伴うことができる。適切な周波数へ変換されている選定チャンネル信号はA/Dコンバータ640によりA/D変換される。455 KHz等の低中間周波数に適した代表的なA/Dコンバータ技術は、参照としてここに組み入れられている、Paul W. Dentの米国特許第5,048,059号“ログポーラ信号処理”に記載されている技術であり、そこでは位相および振幅を同時にデジタル化することにより信号の完全な複素性が保存される。やはり参照としてここに組み入れられている、Paul W. Dentの米国特許第5,084,669号“直接位相周波数デジタル化”に記載された技術を使用して、瞬時位相をデジタル化することができる。そこに記載された技術を使用してある要素（すなわち、トリガー回路および保持レジスタ）をn回繰り返し、必要に応じて他（すなわち、基準周波数カウンタ）を共有して相対位相コヒーレンスを持続することにより、一つのチャンネル周波数に対応するn個のビーム信号全ての位相デジタル化を実施することができる。また、合成信号が先にデジ

タル化される場合にはアナログフィルタの代わりにデジタルフィルタを使用することができ、その場合には第9図のA/Dコンバータ640は不要である。

A/D変換の数値結果はサンプル毎に数値マトリクスプロセッサ650へ送られる。チャンネル周波数毎にこのようなプロセッサが1台あるが、判り易くするためにチャンネル周波数(m)に対するプロセッサしか示されていない。マトリクスプロセッサはデジタル化されたビーム信号を処理して別々のnまでの移動電話送信を分離し各移動電話送信に対応するサンプル流を音声チャンネルプロセッサ660へ転送する。音声チャンネルプロセッサは信号の復調およびエラー修正復号および衛星を介して使用されるビットレートおよびフォーマットから(図示せぬ)デジタル交換機を介してPSTNに接続される標準PCM電話システムフォーマットへのデジタル化された音声のトランスコーディングを数值的に実施する。したがって、第9図に示す代表的な構造によりn x mの音声チャンネルの復号が達成さ

れ、ここにnはビーム数でありmはビーム当たり周波数の数である。例えば、n=37かつm=400であれば、システムは14800の音声チャンネルポテンシャルを有する。

第9図の説明は周波数毎に一つの音声チャンネルが運ばれるシステム(すなわち、FDMA(Frequency Division Multiple Access)システムに関するものである。しかしながら、本発明はTDMA(Time Division Multiple Access)システムにも応用できる。TDMAシステムでは、繰り返しフレーム期間をタイムスロットへ分割し、各フレーム内の一つのタイムスロットを一つの移動電話信号へ分配することによりいくつかの移動電話信号が同じチャンネル周波数で運ばれる。第9図の代表的なブロック図はA/Dコンバータ640からのサンプル流がTDMA信号を表す場合にも適用することができる。しかしながら、行列プロセッサ650は各タイムスロットの別の1組の移動体信号を分離し、そのため行列係数は各々が1タイムスロットに対応する数組間で多重化されるようになる。所与数の音声チャンネルに対して、チャンネルフィルタ630はキャリア当たりタイムスロット数に等しい数だけ少なく、したがってA/Dコンバータも少なく、こうして行列プロセッサは各々がより高い入力サンプルレートで作動しなければならない



が数が減少するためこれは経済的な構成となり、各音声チャネルプロセッサは連続するタイムスロットの信号を逐次処理して構成要素を経済的に時分割しながら同じ音声チャネル総数を達成することができる。

各数値行列プロセッサ650は制御信号を受信するように示されている。この制御信号は移動電話への呼の接続および切断を制御する（図示せぬ）独立コンピュータにより発生することができ、ビームから移動体信号を分離するのにプロセッサが使用する係数行列へ変える必要がある。C行列の逆行列が数値的に不良条件でなければこの分離を行えると前に述べた。2台の移動体が地球上のまさしく同じ点に位置している場合、C行列のそれらの2つの対応するコラムは同じとなり、そのため行列式はゼロとなり逆行列は存在しない。したがって、C行列を可逆行列とするには地上で十分離して移動体を配置しなければならない。互いに近づきすぎると、C行列は不良条件となる。

しかしながら、本発明の特徴により、この状況が生じると、2台（もしくはそれ以上）の接近する移動体の中の1台は、同じ周波数を使用する他の移動体が適切に分離されるチャネルへ周波数を変える。少なくとも呼設定時およびその後の随意期間に、新しい移動体へ分配したり、話中の通話をハンドオーバーするのに利用できる周波数のいずれが最も適切であるかを判断するのは、制御コンピュータの機能である。空き容量が無い場合システムは閉塞されたと言われ加入者は呼を発することができず、いらいらさせられる。システムがアンダーロードであれば、少なくともいくつかの周波数において、移動体信号はビームよりも少なく行列Cは正方向行列とはならない。アンダーロードシステムに与えられる過剰な自由度を使用して移動体信号を互いに分離して相互干渉を回避するだけでなく、最悪条件の移動体から受信する信号品質を最大限とする方法については後記する。余分な移動体信号に適応しなければならない場合にはこの解は変化し、制御コンピュータは信号品質に対する位置の影響を前以て推定することができる。したがって、本発明の実施例によるチャネル分配策は、計算に新しい信号を含めることにより各チャネルにおける最悪条件の移動体に対応する信号品質に対する影響を評価することである。殆ど劣化の無い、すなわち最悪条件の移動体に対して最高品質

で対処するチャンネルが、次に新しい信号に使用するものとして論理的に選定される。その結果、同じ周波数に割り当てられる移動体群は、空間的にできるだけ広く分離される。

第10図に、各ビームからの“ビデオ”信号の代表的なコヒーレント送信構成を示す。第1のアンテナ給電素子（ビーム）の（図示せぬ）ダウンコンバータからのビデオ信号は、20GHz電圧制御発振器（VCO）1000の電圧制御入力へ送られる。ビデオ信号周波数でVCOが変調される。中心周波数が（例えば、25MHzの）所望のチャンネル間隔だけオフセットされている連続するVCOが、アンテナ給電素子2, 3, . . .  $n/2$ からの信号に使用される。この実施例では、信号2に対するVCO中心周波数は信号1に対するものよりも25MHz（すなわち、1GHz/40）だけ高く、したがって信号 $n/2$ に対するVCO1001周波数は信号1に対するものよりも $(n/2 - 1) \times 1\text{GHz}/40 = (n - 2)/80\text{GHz}$ だけ高くなる。VCOからの信号は、例えば、導波路すなわちストリップライン指向性カップラー網とすることができる加算器1002により加算され、

その和は、例えば、進行波管増幅器（TWTA）とすることができる共通増幅器1003により増幅される。

$n/2 + 1$ から $n$ 番までのビデオ信号の他の半分に対処するのに並列構成が使用される。信号 $n/2 + 1$ に対するVCO1004はVCO1000に対するものよりも半チャンネル間隔（すなわち、チャンネル間隔が25MHzである前例では12.5MHz）だけオフセットされ、このオフセットはVCO1005まで維持されて並列構成に使用される周波数セットが全て第1の構成に対して半チャンネルオフセットされるようにされる。これにより、二重偏波送信システムにおける不完全な偏波絶縁による干渉が最小限に抑えられる。2つのTWTAの出力は偏波器1008を介して、例えば、二重円偏波ホーンアンテナ1009に接続されている。偏波器1008の機能は、TWTA1003からの信号に対応する右円偏波信号をホーンアンテナ1009へ発射し、同時にTWTA1007からの信号に対応する左円偏波信号を発射することである。

ハブステーションにおいて、二重円偏波アンテナにより合成信号が受信され、2つの偏波がFM受信機の2つのそれぞれのバンクへ分割される。FM受信機の中心周波数は第10図のVCOの中心周波数に対応する。FMからの復調出力により、位相および振幅関係を保存する衛星L帯域アンテナ素子において受信された信号が再生される。第11図に2つの偏波に対するK帯域送信スペクトル間の関係を示し、RHCおよびLHC間の半チャンネルオフセットにより相互作用が最小限に抑えられる様子を示す。

当業者であれば、第10図のブロック図は本発明による代表的なコヒーレント信号送信構成の単なる例にすぎず、機能的に同等なものがそこから引き出せることがお判りと思われる。例えば、最初に20GHzよりも低い例えば2～3GHzの周波数変調信号を発生し、加算後に、加算された信号を共通18GHz局部発振器と混合することによって合成信号を20GHzに変換し、バンドパスフィルタにより上側波帯を抽出すると有利である。

衛星L帯域アンテナ素子が受信する信号のハブステーションへのコヒーレント移送を中心として検討を進めてきた。同じ機能、すなわちハブステーションで発生した信号の移送は、例えば第8図のトランスポンダにより逆に各衛星アンテナ

素子による放射に使用される。ハブステーションは第10図と同様な構成を使用できるが、衛星－ハブ方向に使用するものとは異なるK帯域周波数セット、および地上端の大型アンテナを使用している。衛星は第2の二重偏波ホーンアンテナを受信用に使用するか、あるいは、第10図に示すのと同じホーンアンテナおよび偏波器1008および1009を使用し各偏波に対して送受信ダイプレクシングフィルタを付加して送信および受信信号を分離することができる。各偏波について線形増幅器350を重複して、FM受信機バンク340のそれぞれ半分を給電するのに使用することができる。2つの偏波のキャリア間の同じ半チャンネル周波数オフセットが、ハブ－衛星方向でも有利である。

第12図にハブおよび衛星間で多数の信号をコヒーレントに移送するための本発明の別の実施例による別の構成を示す。この図では、一つのアンテナ給電素子に対応する各衛星トランスポンダチャンネルは、アンテナフィルタ1200、低ノ

イズ増幅器1201、イメージリジェクションフィルタ1202、第1のダウンコンバータ1203、IFフィルタ1204、1206、UF増幅器1205および直交ダウンコンバータ1207、1208を具備する二重ダウン変換プロセスとして示されている。第1のダウンコンバータ1203は、全チャネルに対して同じ局部発振器信号を使用して相対的コヒーレンシを持続することができる。直交ダウンコンバータ1207および1208は、全チャネルに対して同じ第2の局部発振器余弦および正弦基準信号を使用してやはり相対的コヒーレンシを持続することができる。例えば0～3MHz範囲の直交ダウンコンバータ出力は、交差網1209により回線1215および1216の0～50KHz成分および回線1217および1218の50KHz～3MHz成分に分離される。50KHz～3MHz成分は、例えばFDMAやFDMAパルス狭帯域CDMAハイブリッドや狭帯域FDMA/TDMAを使用する上り（アップリンク）トラフィックチャネルに対応し、これらの信号をハブステーションへコヒーレントに中継するK帯域送信機の別々のIおよびQチャネルを変調するのに使用される。これらの成分によりIおよびQ電圧制御発振器1210および1211が変調される。これらの発振器の出力はK帯域加算網により加算され、和は共通TWTAへ送られて所望する下り（ダウンリンク）送信電力レベルへ増幅される。これらのVCOの半分、

例えば、IチャネルVCOを第1のTWTAへ結合してRHCを使用する送信信号を形成し、他の半分はLHCにより送信するのも有利である。各ビームの合成信号を衛星へコヒーレントに運ぶハブステーションで同様な構成を使用することができる。

対応するK帯域受信機は、各I信号に対するFM受信機および各Q信号に対するFM受信機を具備している。好ましくは、これらのFM受信機は、IおよびQ信号のDCおよび低周波成分を除去する自動周波数制御器（AFC）を有し、これはチャネル中心の周波数応答にノッチがあることに等しい。このことは、広帯域TDMA信号にとって重要なことではなく、FDMAにとっては帯域中心のチャネルをトラフィックに使用しないことを意味するにすぎない。

衛星において、K帯域受信機の出力は再構成されたIおよびQ信号であり、こ

これらの信号は直交変調器を使用してL帯域キャリアのCOS成分とSIN成分を変調し、コヒーレントビーム信号を発生するのに使用される。これらは各ビームに対するL帯域増幅器もしくは前記マトリクスタイプのPA（パワーアンプ）へ送られる。

使用する周波数配置は第11図に示すのと同様なものとしてことができ、例えば、I成分にはRHC偏波がQ成分にはLHC偏波が使用され、キャリア間隔は7MHzではなく3MHzに対応するように低減される。RHCおよびLHC偏波キャリア間の半チャンネルオフセットはこのI、Q法にも有利である。

IおよびQ信号は複素受信信号ベクトルの、それぞれ、実および虚軸上の射影を表しIおよびQ信号間で正しい振幅関係を持続することにより相対位相を含むベクトル関係が持続される。2nのIおよびQ信号を使用して、前に第10図で使用したチャンネル間隔の半分以上の例えば10MHzのチャンネル間隔を有する2nのK帯域キャリアの周波数変調に使用することができる。K帯域でこの方法を使用するとスペクトル的により効率的に思えるが、実際にはDCオフセットおよび周波数エラーによりI、Q信号成分を本当にゼロ周波数まで処理するのは困難である。

したがって、AC結合を利用して0～3MHzビデオ信号の、例えば、0～50KHz部分を除外して送信することが望ましい。これにより本方法により応答され

るL帯域の6MHzの帯域幅の中心にノッチが生じる。信号の性質に応じてこのノッチは重要ではないこともある。例えば、1994年1月11日に出願され、参照としてここに組み入れられている、同じ譲受人の米国特許出願第号“TDMA/FDMA/CDMAハイブリッド無線接続方法”には、衛星セルラー応用に適したハイブリッド接続方法が開示されており、そこでは広帯域TDMAにより信号が下り方向（衛星から移動体）に運ばれ各移動体信号が各フレーム構造内の割り当てられたタイムスロットを占有し、FDMAもしくはFDMAとCDMAの組合せにより信号が上り方向（移動体から衛星）に運ばれる。例えば、512のタイムスロットからなる6.5536Mbit/秒TDMA信号をトランスポンダハブステーションから各衛星アンテナ給電素子の6MHz帯域幅を介し

て各セル内の対応する数の移動電話へ送信することができる。チャネルの中心で帯域幅の僅かな部分が抜けていることはこのような信号の特性を著しく乱すものではなく、発生する外乱はここに参照として組み入れられている同じ譲受人の Paul W. Dent の米国特許第 5, 241, 702 号“無線受信機の DC オフセット補償”に開示された DC オフセット補償技術を使用して無線受信機において補償することができる。

このような 512 タイムスロット TDMA フォーマットを下り方向に使用すると、呼出しチャネル、順方向制御チャネル、あるいはページングチャネルとしても知られる共通シグナリングチャネルとして一つ以上のタイムスロットを専用することができる。呼出しチャネルは（例えば、PSTN 加入者や他の移動電話等の）ネットワークから生じる移動電話への呼をシステムが同報するのに使用される。移動体がこのような同報メッセージでそれ自体の電話番号を検出すると、一般的に“ランダムアクセスチャネル”と呼ばれる対応する上りチャネルを使用して返答がなされる。ランダムアクセスチャネルと呼ばれるのは移動電話が、ネットワークからのサービスを要求する、呼を移動体から発するのにも使用されるためである。大集団の移動電話が放浪している場合、これらの要求イベントはシステムにはランダムに生じるように見える。

前記特許出願“TDMA/FDMA/CDMA ハイブリッド接続方法”により、各下りタイムスロットには対応する上りキャリア周波数が関連づけられる。本発

明の I、Q バージョンと共に前記開示を利用するために、下り呼出しチャネルタイムスロットに関連する上りキャリア周波数を 6 MHz 帯域幅の中心の  $\pm 50$  KHz に対応するように選択し、ランダムアクセスチャネルとして使用することができる。

したがって、交差網 1209 からの 0～50 KHz 信号はランダムアクセス信号を表し、その帯域幅が比較的低いためオンボードデジタル化を行いかつデジタル手段により送信するオプションが存在する。これは A/D コンバータ 1212 により実施され、その各チャネルの出力はマルチプレクサ 1213 により多重化されて 60 MB/s 程度の合成ビット流（ストリーム）が形成され、それによりハ

ブステーションへ送信するデジタル送信機1214が変調される。

さらにもう一つの実施例では、アンテナ素子信号は帯域幅拡張を行うことなく地上局および衛星間でコヒーレントに移送することができる。第13図および第14図に代表的なコヒーレント送信方法および装置を示しそれは各アンテナ信号をアナログからデジタルへ変換しデジタル多重化を行いつぎに直交振幅変調によりK帯域フィードリンクキャリアを使用して多重化された信号流を変調することに基づいている。第15図は第13図から導かれる代替装置を示し、それはAからDおよびDからAの無限の精度に一致し、したがって第13図の実施例のAからDおよびDからAをアナログ多重化で置換することができる。

第13図を参照すると、このコヒーレント送信システムの動作は次のようである。複数の衛星搭載アナログ素子の中の1素子から受信された2GHz信号は低ノイズ増幅され、ミキサ1301および1302を使用して余弦および正弦局部発振器信号に対してダウン変換される。ダウン変換される2GHzの帯域幅が5MHzであれば、得られるIおよびQ信号の帯域幅は2.5MHzとなる。したがって、IおよびQ信号で作動する2.5MHzカットオフローパスフィルタを使用して5MHzの所望する帯域幅を付与することができる。これらのミキサ、フィルタおよびA/Dコンバータ1303、1307は処理される別々のアンテナ素子信号に対して繰り返される。ミキサは同じ局部発振器信号 $\cos(\omega T)$ および $\sin(\omega T)$ を受信してチャンネル間に相対移相を生じないようにすることができる。

ベースバンドIおよびQ信号は、濾波した後でA/Dコンバータ1306および1307を使用して変換される。これらは、帯域幅の2倍で本例では5MS/

secである少なくともナイキストレートで、IおよびQ信号をサンプルおよび変換するように構成されている。少なくともナイキストレートでサンプリングすることにより、サンプルから忠実に信号を再構成することができる。例えば、A/Dコンバータは2ビットの分解能しかないように図示されている、すなわち各IおよびQ信号はデジタルコード11, 10, 01もしくは00で示すように、任意単位の4つの値-3, -1, +1もしくは+3の中の一つに最も近いものとして分類されている。

ある応用では、2ビット量子化で十分である。このような応用は、5 MHz帯域幅の2 GHzにおける全体信号／ノイズ比が非常に低く負となることもあることを特徴としている。これは、符号化もしくはスペクトル拡散技術を使用して信号の帯域幅を人為的に拡張した場合に生じる。信号／ノイズ比が低いかもしくは負であれば、デジタル量子化ノイズを劣化を回避するために無線ノイズよりも低くするためには、2, 3ビットの分解能で十分である。当業者であれば、信号／ノイズ比の高い応用に対しては、さらにビットを使用して精度をさらに高くできることがお判りと思われる。

2ビットの例では、瞬時IおよびQサンプルを表すビット対が全アンテナ素子から集められ、デジタルマルチプレクサ1308および1309を使用して多重化される。デジタルマルチプレクサ1308および1309の出力は、それぞれ、アンテナNo. 1に対する2ビットIおよび2ビットQ信号であり、アンテナ1が再びサンプルされるまでアンテナNo. 2, 3, 4等に対するものがそれに続く。IおよびQの連続する2ビット値は、次に変調によりK帯域フーダーリンクキャリア周波数で送信される。

毎秒ビット数は $4N \times 5MS/sec = 20N \text{ Mbit/sec}$ となるため、信号が元のN信号の $5N \text{ MHz}$ 以上を占有することを回避するために帯域幅効率の良いデジタル変調方式が必要となる。適切な変調方式は、例えば、16QAMとすることができる。16QAMでは、2ビットを4つのK帯域キャリア実ベクトル値の中の一つ（すなわち、余弦キャリア成分の振幅）へかつ2ビットを4つの虚ベクトル値の中の一つ（すなわち、正弦成分の振幅）へマッピングすることにより送信記号当たりデータの4ビットが運ばれる。こうして得られる点の4 x 4グリ

ッドを第14図に示す。16QAMを使用し、D/Aコンバータ1310および1311を使用して、Iビット対がK帯域I軸へマッピングされ、Qビット対がK帯域Q軸へマッピングされる。最後に、2ビットD/Aコンバータ1310および1311の出力をK帯域直交変調器1312へ加えることにより所望するK帯域ベクトル成分が形成され、変調器1312は（図示せぬ）K帯域余弦および正弦波により駆動されて変調された出力信号が形成され、（やはり図示せぬ）K



帯域フイーダーリンクアンテナを介して送信される。

好ましくは、マルチプレクサはアンテナチャネルからの信号よりも多くの入力を有している。例えば、代表的なアンテナ構成は61個のアンテナ素子の六角形アレイとすることができる。マルチプレクサ構造内で自然に2の累乗が行われるため64入力マルチプレクサが適切となる。次に3つの予備入力をそれぞれ(0, 0)、(1, 0)および(0, 1)に等しい基準I、Q信号へ接続することができる。地上局受信機はこれらの基準信号を使用してそのデマルチプレクシングを同期化させ、(0, 0)ケースから直交変調器キャリア漏洩(オフセット)を求め、(1, 0)および(0, 1)ケースから位相基準を与えて、Q軸ビットからI軸ビットを識別することができる。

2ビット量子化が不適切である場合には、A/Dコンバータ1306および1308は、例えば4ビットの高分解能とすることができる。各4ビットIおよび4ビットQサンプルは256の可能性の中の一つを表し、16QAMについて前記したのと同様に256QAMを使用して送信することができる。しかしながら、ブロック1306および1308で実施されるA/D変換とD/Aコンバータ1310および1311により実施される記号のマッピングとが相補動作であり、互いに相殺してこの実施例から省くことができることに気が付けば、単純化が可能である。次に、ローパスフィルタからのアナログI及びQ信号の完全な非量子化精度がマルチプレクサにより保存され、第15図に示すように、デジタルマルチプレクサがアナログマルチプレクサに置換される。

第15図において、第13図に関して説明したようにダウンコンバータ1501, 1502およびローパスフィルタ1503, 1504によりベースバンド信号が発生される。しかしながら、I, Q信号はデジタル化されておらず、(図示

せぬ)他のアンテナチャネルからの対応する信号と共に直接アナログマルチプレクサ1505, 1506の入力へ加えられる。次に直交変調器1507を使用して、多重化されたIサンプルによりK帯域余弦キャリアが変調され、多重化されたQサンプルによりK帯域正弦キャリアが変調される。前記したように、アナログマルチプレクサの予備入力を使用して、地上局受信機がデマルチプレクサを同

期化させかつキャリア不平衡（キャリア漏洩、オフセット）および不完全直交（すなわち、余弦および正弦キャリアが正確に  $90^\circ$  離れていない）等の直交変調器のエラーを修正するのに役立つ  $(0, 0)$  ,  $(1, 0)$  および  $(0, 1)$  等の基準値を多重し送信することができる。

第15図に示す構成は、2 GHzからK帯域への信号の帯域幅拡張が実質的に行われないという利点を有する。2 GHzで受信されたN個の3 MHz幅アンテナ信号は実質的に同じ  $5N$  MHz帯域幅を使用してK帯域で再送信される。また、量子化ノイズも導入されない。

第15図の実施例に対して適切なアナログマルチプレクサは2進ツリーとして構成することができ、 $5MS/sec$ 信号対が最初に比較的低速の2入力マルチプレクサにより多重化されて $10MS/sec$ 信号が形成される。これらの対は高速2入力マルチプレクサにより多重化されて $20MS/sec$ 信号が形成され以下同様とされる。マルチプレクサはカレントステアリングを使用するバイポーラやCMOSやBiCMOS集積回路内に構成することができ、2つのトランジスタ入力（例えば、エミッタ）の接合点に信号を加え、（例えば、ベースに加えた）制御信号により交互にイネーブルまたはディスエーブルされて、一方のデバイスに信号電流を通すかもしくは他方のデバイスの信号電流を止める。HBT等のヒ化ガリウム技術も高速マルチプレクサを構成するのに非常に適している。

地上局処理システムはK帯域を介して時間多重化アンテナ信号を受信し、それらの信号を $2.5N$  MHz帯域幅のI, Qベースバンド信号へダウン変換し、（ナイキストレート以上の） $5MS/sec$ の $2.5$  MHz帯域幅信号を分離する。次にこれらの信号を必要な精度で地上においてデジタル化して、イコライザを使用してK帯域送信機、受信機もしくは伝搬経路における故意もしくは不意の帯域幅制約によって隣接サンプルによりスミヤされるサンプルのサンプル間干渉を除

去する等の処理に供することができる。このようなイコライザは、前およびそれに続く複素（I, Q）サンプル値の規定量を現在値から減じて作動し、規定量はサンプル間干渉をキャンセルするように選択される複素係数により与えられる。このプロセスは逆に応用して、例えば、S帯域で各アンテナにより送信されるK

帯域複素信号ベクトルサンプルを使用して衛星へ伝送するのに応用することができる。

別々のNの複素(I, Q)サンプル流は、好ましくは最初に地上局において予め等化され、サンプル間干渉ゼロで衛星に受信されるようにする。次に時間多重化変調K帯域信号が衛星においてK帯域局部発振器に対してダウン変換され、多重化されたIおよびQ信号流が得られる。所望により2段以上のダウン変換を行って、簡便な中間周波数で増幅が行われるようにする。これは第13図の2GHzダウンコンバータにも適用されるが、相対移相を生じないように各アンテナ素子の対応する全てのダウン変換段で同じ局部発振器信号を使用しなければならない。

衛星により受信された多重化されたI, Qストリームはマルチプレクサ1505および1506に使用したのと同じ(図示せぬ)マルチプレクスクロックを使用してデマルチプレクスすることができる。したがって、信号が正しい時間関係で到着して衛星上で適切なデマルチプレクシングを補償するように、伝搬時間を考慮して信号を送信するという負担が地上局にかかってくる。このようにして、衛星機能が簡単かつ高い信頼度で保持され複雑なことは、故障時に装置を修理できる地上に限定される。

前記説明は、全てのアンテナ素子信号が一つのTDM複素サンプル流へ時間多重化されるケースを説明するために簡潔になされている。しかしながら、当業者であれば時間多重化信号群が形成され別々のFDMキャリアを変調するのに使用されるハイブリッドTDM/FDM方式を使用できることがお判りと思われる。この変調は、例えば、一つの多重化ストリームでは実用的でない高いサンプルレートが生じる場合に使用することができる。

また、前記説明は、複素信号のデカルト(I, Q)表現に集中している。複素信号の極もしくは対数極表現を形成し、K帯域フィードリンクを変調する前にアナログマルチプレクサを使用してこれらの信号を多重化するか、あるいは多重化

する前に、参照として前に組み込まれている米国特許第5,048,059号の方法を使用してそれらをデジタル化することもできる。

第16図は、本発明のこの実施例に対するハブステーションにおける送信信号処理を示す。移動電話へ送られる各音声チャンネルは標準64KB/s PCM信号もしくはPCMへ変換されるアナログ信号として受信することができる。次にPCM信号は、CELP (codebook excited linear prediction)、REL P、VSEL Pもしくはサブバンド符号化等の従来の音声圧縮アルゴリズムを使用して、4.8KB/s等の低ビットレートへ符号変換される。符号変換された音声信号には次にエラー修正符号化が行われ、CRC (Cyclic Redundancy Check) ビット、SACCH (Slow Associated Control Channel) シグナリング情報、プリスロット同期ワード (syncword) およびインタースロットガード記号等の補足ビットが付加される。このプリチャンネル処理は、音声処理チャンネルカード1600で行われる。次に、例えば、このような500のチャンネルカードからの出力ビット流がマルチプレクサ1601の(図示せぬ)制御プロセッサからの制御チャンネルデータ流と多重化されて、例えば、6.5536 Mbit/sのTDMAビット流が形成される。これはデジタル変調器1602へ与えられ、そこで情報流は変調波形のI、Q成分を表す、例えば、8サンプル/ビットのサンプルレートで複素数流へ数値変換される。

前記したように発生されるTDMA信号は特定セルすなわちエリア内の、例えば、500台の第1セットの移動電話へ送信される。同様な回路1600、1601、1602により形成されるこのようないくつかのTDMA信号が、36の他のセル内の他の500台の移動電話セットへ送信される。(この実施例では37である)セル総数に、(例えば、500である)セル当たりトラフィックチャンネル数を乗じると、18500という総システム容量が得られる。各セルのタイムスロット1内の信号は同じ周波数で、同時にそれらの各セルへ送信される。同時に同じ周波数を使用する隣接セルからのスピルオーバー干渉を回避するために、本発明のこの実施例は、各タイムスロットに対する $37 \times 37$ 複素係数行列を使用して重みづけ加算により変調器1602からの信号を処理する行列プロセッサ1603を含んでいる。各タイムスロットに対する $37 \times 37$ の係数は係数メモリ1605に格納されており、それは数値信号プロセッサの構成要素内に分布す

ることができるが、原理を良く示すために第16図では独立したブロックとして集約的に示されている。第1のタイムスロットの間に、メモリから第1セットの係数Cが選定され、変調器1602からの変調信号に行列乗算を行ってD/Aコンバータ1604の信号が得られる。各D/Aコンバータは、複素数で作動できる二重チャネルユニットとすることができる。例えば、行列プロセッサからの出力信号は12ビット実(I)および12ビット虚(Q)部により構成することができる。それらをD/A変換してアナログI、Q信号が得られる。I、Q信号はFMK帯域FM送信機へ送られ、ハプステーションから衛星へ送信される。

S帯域により衛星から地上へ応答されると、行列処理の結果各移動電話はそれ自身の信号だけを受信し、他のセルとのセル間干渉はメモリ1605から検索した係数によって決まる反対符号の補償量を行列プロセッサで加算することによりキャンセルされる。これはそれぞれのセルのタイムスロット1を使用する37台の移動体が空間的に離されている、すなわち双方がそれぞれのセルの縁の同じ位置には居ない時に可能である。この状態は本発明の代表的なタイムスロット割当アルゴリズムにより維持することができ、それにより全体的なチャネル割当アルゴリズムも提供され、最悪移動体へ与えられる信号品質を最大限とすることに基づいている。

20mS TDMAフレーム期間を使用する場合、タイムスロットの持続時間は代表的にはおよそ40 $\mu$ Sである。1タイムスロットは6.5536MB/sにおける256ビット期間に対応し、タイムスロット毎に変調器1602により2048の複素数が発生される。行列プロセッサ1603が第1のタイムスロットに対する係数セットを使用して37複素数入力の2048セットを処理した後で、第2およびそれ以降のタイムスロットに対する係数を変えてタイムスロット2、3等を使用する対応する37台の移動体セット間で正確に干渉がキャンセルされる。

異なるセルで同じタイムスロットを受信している2台の移動体に変換進行中に接近し過ぎると、(図示せぬ)制御プロセッサは干渉をキャンセルするのに適切な係数セットに到達するのは困難であることに気づく。代表的なセルサイズに関

する陸上移動電話の制限速度からこれは極めて起こりそうにないことではあるが、万が一起こった場合には、制限プロセッサはタイムスロットの変化が1台の移動体に対して適切であるかどうかを評価する。その目的は、近接する他の移動体のどれも使用していないタイムスロットを使用している移動体を接続することである。必要であれば、理想的（すなわち、低干渉）タイムスロットを占有している移動体であっても、ぎりぎり適切な（例えば、かろうじて干渉を許容できる）タイムスロットへシフトして元のタイムスロットを解放し、近接問題をいつでも解決することができる。例えば、選択するタイムスロットが500あれば、通常は現在信号品質を悪化させる恐れのあるタイムスロットよりも良好なタイムスロットを見つけることができるため、実際にはこのような状況を考慮する必要はないと思われる。セル当たり10秒当たり1タイムスロットの変化を許容すれば、タイムスロット割当の適当に高速な最適化および移動体の移動に対する適切な適応が期待できる。

事実、新しい呼を配置して古い呼をクリアするレートを処理するため、より高速の適応レートが提供される。タイムスロット当たり37移動体の容量で平均呼持続時間が3分であれば、およそ5秒毎に特定のタイムスロットが空とされるセルがあり、新しい呼はそのタイムスロットへ割り当てられる。全体として、この例では、500タイムスロットおよび37セルが与えられると100タイムスロットが全セルに広がり毎秒空とされ再割当てされる。

このような通信システムはシステム容量の100%まではロードされないように設計しなければならない、さもないと次の呼の試みが阻止される。セル当たり500タイムスロットを利用できるため、1%の閉塞確率に対して平均ローディングは474タイムスロットに達する。したがって、平均として、この実施例では37個のマルチプレクサ1302の各々において500のタイムスロット中26のタイムスロットが使用されない。特定のタイムスロットを移動体へ送信するのにどのマルチプレクサを使用するかということは重要ではない。いずれのタイムスロットを選定しても、同じタイムスロットを使用する移動体が干渉しないことは行列係数の関連するコラムを選択して決定される。したがって、例えば371番の、同じタイムスロットが2つ以上のマルチプレクサ1601で空であれば、

新しい呼を接続するのにどれを使用するかという事は重要ではない。

したがって、制御プロセッサで実行される割当アルゴリズムにより最初に最大数のマルチプレクサのどのタイムスロットが空であるかが決定される。これは現在移動通話数が最小であるタイムスロットである。新しい移動体から受信した信号間の関係に関する情報（すなわち、新しい移動体のランダムアクセス信号とアンテナ素子信号との相関によって決まるC行列係数）を使用して、制御プロセッサは空タイムスロットが関連する係数メモリ1605内の係数セットに必要な変化を評価しそのタイムスロットを新しい信号に使用する場合には非干渉を維持する。

次に実施例に対してどのように係数メモリ1606内の係数の選択に到達するかを示す一般的原理について大要を述べる。

前記したように、移動体から信号を受信するために、アンテナ素子1は移動体信号M1の量C11および移動体信号M2の量C12等を受信した。これをより一般的に述べると、アンテナ素子kは移動体iの信号の量Ckiを受信した。相反を仮定すると、素子kから移動体iまでの経路は各方向に複素数Ckiで与えられる同じ減衰および移相を有すると想定されるため、アンテナ素子kから送信された信号Tkは移動体iにはCki・Tkの量だけ受信される。

したがって、移動体に受信される信号Rは、アンテナ素子により送信される信号と行列式により関連づけられる。

$$\underline{R} = \underline{C}^t \cdot \underline{T}; \text{ここに上つき添字 } t \text{ は転置行列を示す。}$$

Cの上つき添字が使用されるのはCkiの最初の添字kがT要素の対応する添字に乘じられ、要素kが移動体iから受信する信号がCki・Miで与えられる移動体から衛星へ方向では、乘じられる移動体信号Miの添字iに対応するのはCの第2の添字iであるためである。したがって、行列係数の添字は移動体から衛星へ方向に較べて衛星から移動体方向では転置される。

非干渉を達成するためには、衛星アンテナ素子から送信される信号セットは次式のようにでなければならない。

$$\underline{T} = \underline{C}^{t-1} \cdot \underline{R}$$

転置の反形（反転）はまさに反形の転置であり、したがって下りタイムスロット

(j) の係数メモリ 1605 に含まれる係数セットは、少なくとも相反の仮定の元では、まさに第9図の数値プロセッサ650内の上り周波数に関連する係数セットの転置である。

上りおよび下り周波数が同じであれば相反が適用される。アンテナ素子パターンが上りおよび下り周波数で同じであれば相対振幅相反が適用される。相対位相は各素子に対して信号が移動する相対距離の小さな差を波長で除し  $360^\circ$  を乗じたものによって決まるため、位相相反は適用されない。上りおよび下りで波長が異なる場合には、位相関係が異なる。しかしながら、相対時間差は周波数に依存しないため相反である。したがって、一つの周波数における相反位相差セットは第1の波長を使用して時間差セットへ変換することができ、次に第1の周波数で周知のセットから第2の周波数で有効な係数セットを引出すために、別の波長を使用して位相差セットへ再変換される。

前記した検討に基づいて、本発明の実施例によりメモリ1605に格納された送信係数は下記のステップで求めることができる。

(1) ランダムアクセス送信中に新しい移動体から受信される信号を個別のアンテナビーム素子と相関させて、受信C行列に対する新しい係数コラムを求める。

(2) 古い逆C行列および新しいコラムに基づいて、新しい移動体からトラフィックを受信する新しい逆C行列を求める。

(3) 上り／下り周波数比率を使用して相対係數位相角を校正することにより、新しい受信C行列の列を新しい送信C行列の行へ変換する。

(4) 古い送信逆C行列および新しい行に基づいて、新しい送信逆C行列を求める。

次に前記した実施例を実施するのに使用できる代表的な詳細数学手順を、アンダーロードケース、すなわち現在アクティブな移動体信号が通信のために衛星で利用できるアクティブ給電素子数よりも少ない場合について展開する。代表的にこのような予備容量は、無線電気通信において、新しい呼にサービスする空チャネルを有する確率が98%となる様にして、呼の閉塞時に顧客が過度にいらいらしないようにする。



アクティブな移動体は1... mで示され、これらの移動体により受信される

信号は、この例では $R_1, \dots, R_m$ で示される。両者間の通信に利用できるアンテナ素子／トランスポンダチャネルは1... nで示され、アンテナ素子へ送って各アンテナから送信される信号は $T_1, \dots, T_n$ で示される。前と同様に、今度は $m \times n$ 非正方行列である行列Cにより、各送信信号 $T_k$ のどれだけが各移動体に到達するかが $R_i$ として求められ、行列は次式で与えられる。

$$R_1 = C_{11} \cdot T_1 + C_{12} \cdot T_2 + \dots + C_{1n} \cdot T_n$$

$$R_2 = C_{21} \cdot T_1 + C_{22} \cdot T_2 + \dots + C_{2n} \cdot T_n$$

$$\vdots$$

$$R_m = C_{m1} \cdot T_1 + C_{m2} \cdot T_2 + \dots + C_{mn} \cdot T_n$$

あるいは行列／ベクトル記法で単純に $\underline{R} = \underline{C} \cdot \underline{T}$ と表される。

Cは正方ではないため、直接的な反形はなく、次式で与えられるTに唯一の解はない。

$$T = C^{-1} \cdot R$$

替わりに満たすべき条件（すなわち、 $n > m$ ）よりもTの値を選択する自由度の方が多いため、解の連続体がある。

しかしながら、所望する移動体受信信号Rを生成するためにアンテナ素子へ供給すべき平均二乗電力を最小限に抑えるという条件を課すことにより、下記の唯一の解が得られる。

$$T = C^t \cdot (C C^t)^{-1} \cdot R$$

この式は次のようにして引き出される。受信局において受信したい信号のM要素ベクトルを $R_{desired}$ とし、送信アンテナに加わる信号のN要素ベクトルをTとし、 $N > M$ とする。Cは送信機アンテナjからの信号がどのように受信局iへ伝搬するかを記述する係数 $C_{ik}$ の $M \times N$ 行列である。実際に受信される信号のM要素を $R_{achieved}$ とすると、次式が得られる。

$$R_{achieved} = C \cdot T \quad (1)$$

プロセスで消費される総送信電力を最小限とするには、受信したい信号の線形関数としてTはどうであるべきかを知りたいものとする。求めるべき $M \times N$ 行列

Aの係数により形成される線形結合は次式で表される。

$$T = A \cdot R_{desired} \dots \dots \dots (2)$$

(2) 式のTを(1)式へ代入すると、次式が得られる。

$$R_{achieved} = C \cdot A \cdot R_{desired}$$

C・AがM x N単位行列Iである場合のみ

$$R_{achieved} = R_{desired} \quad \text{となり、したがって、}$$

$$C \cdot A = I \dots \dots \dots (3)$$

は必要条件である。Cは正方ではないため、単純に反転することはできず次式で表す。

$$A = C^{-1}$$

さらに、 $C \cdot A = I$ は積のM x M項により実際にM x M単位行列Iが与えられるようにN x Mの未知数が満たすべきM x Mの方程式セットである。

N>Mであるため、未知数の数は方程式の数よりも多く、そのため(3)式には唯一の解は無いが解の連続体がある。他の条件を課して関心のある特殊解を明示しなければならない。ここで課される条件は信号Tのベクトルを送信するための固有の送電力を最小限に抑えることである。

(3) 式の特解は $A = C' (C C')^{-1} = U$ であることを証明することができ、ここに'は共役転置を表す。これはAの特解を(3)式へ代入して証明することができ、次式が得られる。

$$C \cdot U = C \cdot C' (C C')^{-1} = (C C') \cdot (C C')^{-1}$$

これは明らかに必要とするIに等しい。

上で求めた特殊解へ任意の行列Vを加えることにより一般解を形成することができる。

$A = C' (C C')^{-1} + V$ 、しかしながらこれは(3)式を満たさなければならない。Aのこの値を(3)式へ代入すると次式が得られる。

$$C (C' (C C')^{-1} + V) = I$$

すなわち、 $C C' (C C')^{-1} + C V = I$

すなわち、 $I + C V = I$

すなわち、 $C V = 0 \dots \dots \dots (4)$

したがって、(4)式を満たすかぎりVは任意である。すべてのVのコラムがCの行と直交する限り、Cを予め乗じた時に非ゼロV行列を恒等的にゼロとすることができる。Cの行はN要素ベクトルであるが、それらはMしかなく、したがってそのN次元空間を完全に塞ぐことはない。その空間にはCのローが射影しない次元が他にN-Mあり、したがってVのコラムはCのM次元部分空間へ射影しないそのN-M次元部分空間に限定された任意のベクトルからなる。

したがって、(3)式の一般解は次のようになり、

$A = U + V$  ; ここにUは前記特殊解でありVは $C \cdot V = 0$ を満たさなければならない。

送信信号Tは次式で与えられる。

$$T_1 = A_{11} \cdot R_1 + A_{12} \cdot R_2 + \dots + A_{1m} \cdot R_m$$

$$T_2 = A_{21} \cdot R_1 + A_{22} \cdot R_2 + \dots + A_{2m} \cdot R_m$$

$$\vdots$$

$$\vdots$$

$$T_n = A_{n1} \cdot R_1 + A_{n2} \cdot R_2 + \dots + A_{nm} \cdot R_m$$

ここに $R_1$ ,  $R_2$ 等は $R_{desired}$ 要素である。

$R_1$ ,  $R_2$ 等が全て異なる受信局へ向けた独立信号であれば、それらの間に相関は無くT要素を形成する線形加算プロセスでrmpワイズに加算される。

したがって、 $T_1$ の平均二乗値は $|A_{11} \cdot R_1|^2 + |A_{12} \cdot R_2|^2 \dots + |A_{1m} \cdot R_m|^2$ となる。

同様に、 $T_2$ の平均二乗値は $|A_{21} \cdot R_1|^2 + |A_{22} \cdot R_2|^2 \dots + |A_{2m} \cdot R_m|^2$ となる。

これらの式を同じ $R_i$ を含むコラムへ加算すると、次式が得られる。

$$POWER = \sum_i [ |R_i|^2 \cdot \sum_j |A_{ij}|^2 ] \sum_i |A_{ij}|^2 = \sum_i (A'_{ji} - A_{ij}) = \sum_i (A'_{ji} \cdot A_{ij})$$

となり、 $A'_{ji}$ はAの共役転置の要素 $ji$ である。

しかしながら、この値 $\sum_i$ は全体行列積 $X_{jk} = \sum_i (A'_{ji}$

$i \cdot A_{ik})$ の単なる $jj$ 対角項にすぎず、それは $A'$ とAを乗じる行列式、す

なわち  $X = A' A$  である。

$A = U + V$  を代入すると、

$$X = (U' + V') \cdot (U + V) = U' U + V' V + U' V + V' U \quad \text{かつ} \quad U' V + V' U = 2 \operatorname{Re}(U' V) \quad \text{となる。}$$

$U = C' (C C')^{-1}$ , すなわち、 $U' = (C C')^{-1} \cdot C$  を前式へ代入すると、 $C V = 0$  であるため、 $U' V = (C C')^{-1} \cdot C V = 0$  となる。

したがって、 $2 \operatorname{Re}(U' V) = 0$  かつ  $U' V + V' U = 0$  となる。

したがって、 $\operatorname{SIGMA}_i |A_{ij}|^2 = \operatorname{SIGMA}_i (|U_{ij}|^2 + |V_{ij}|^2)$  となり、

$$\operatorname{POWER} = \operatorname{SIGMA}_j [|R_i|^2 \cdot \operatorname{SIGMA}_i |U_{ij}|^2] + \operatorname{SIGMA}_j [|R_i|^2 \cdot \operatorname{SIGMA}_i |V_{ij}|^2] \quad \text{となる。}$$

それぞれ  $U$  および  $V$  を含む 2 項は正であるため、第 2 項の任意の行列  $V$  の選択がゼロであればパワーは最小限となる。したがって、所望の受信信号を生成する送信信号の解は次式で表される。

$$T = A \cdot R_{desired} \quad \text{ここに、} \quad A = C' (C C')^{-1}$$

この解は  $N = M$  であるケースにも成り立ち、その場合  $C$  は正方であるため前式は次のようになる。

$$A = C^{-1}$$

前記原理を適用して、予備自由度は、各移動体で同一チャネル干渉の無い信号を生成するだけでなく、所与の総放射電力に対して希望信号値を最小限に抑えるのにも使用される。総平均二乗放射電力は、実際上次式により定義される行列  $A$  の係数の二乗値の和である。

$$A = C^t \cdot (C \cdot C)^{-1}$$

$A$  のコラムの二乗和により、対応する移動体と通信するのに使用する放射電力が得られる。最悪条件の、すなわち衛星の電力を最も使用する移動体がこうして識別される。本発明の一つの特徴により、ハブステーションの制御プロセッサは、移動体が現在関連している群から最悪条件の移動体を除去して別の群と関連づけることにより、総衛星電力を最小限に抑えられるかどうか（すなわち最適電力利

用)を定期的に調べる。これは最悪条件の移動体に対応する行を減じたCにより前式を再計算して行われ、残部だけを最も効率的にサポートすることにより衛星の電力節減が決定される。次にCの除去された行を使用して、異なる周波数チャネル(FDMA)もしくはマルチキャリア(CDMA)もしくはタイムスロット(TDMA)を使用する他の移動体群に関連する各C行列が付加され、かつ前式を計算して他の各群の構成要素として順次その移動体をサポートするのに必要な電力増加が求められる。これらのケースの一つにおける電力増加が、移動体をその元の群から除去することで節減される電力よりも少なければ、衛星の電力利用を改善するために、新しい群へ周波数もしくはタイムスロットをハンドオーバーすることができる。この手順は、既存のいくつかの群のいずれに新しい移動体呼を関連づけるかを定める、すなわち新しい呼を接続した時の衛星電力の増加を最小限に抑える群を見つけるのにも使用できる。

第17図は、送信および受信行列プロセッサ間の相互接続および前記干渉キャンセリングおよび最適チャネル分配挙動を行う地上局の制御プロセッサを示す代表例である。

受信行列プロセッサ1700は、地上局のRF部からデジタル化された信号サンプルを受信する。受信プロセッサは、例えば、第9図の本発明のFDMAの代表例もしくは第16図のTDMAの代表例に従って構成することができる。さらに、例えば、チャネル分割フィルタの帯域幅を増し、かつ第9図の回路内の予チャネル処理のCDMAバージョンを含めることにより、CDMAの代表例を構成することができる。さらに、参照としてここに組み入れられている、Paul W. Dentの米国特許第5,151,919号“CDMAサブトラクティブ変調”に記載された新しいサブトラクティブCDMAシステムを使用して、本発明の代表例を構成することができる。本発明のこれらの特徴も陸上セルラーシステムに実現される。

受信行列プロセッサ1700は、前記したように制御プロセッサ1702から供給される逆C行列係数を適用して、個別のチャネル信号を分離し同一チャネル干渉を解消もしくは抑制する。これらの係数は、例えば、次のようにして求めることができる。

Mの空間分離アンテナ／受信機チャネルが次式で示すM信号 $S_i$ のさまざまな組合せ $R_i$ を受信すると、

$$R_i = \sum_j (C_{ij} \cdot S_j) \dots \dots \dots (5)$$

すなわち行列記法では $R = C \cdot S$ 、Mの信号の分離は、回りくどくない解を有する。

$$R = C \cdot S^{-1} \dots \dots \dots (6)$$

アンテナ／受信機チャネル数Nが受信する信号数Mよりも多ければ、行列Cは正方ではないため反転できない。Nチャネルの任意の部分集合Mを使用する解の連続体がある可能性があるが、希望する唯一の解もある。

Nの送信機チャネルを使用してMの信号を送信する相反問題は、総送信電力を最小限にするという要望を付加して解決された。受信の場合には、信号ノイズ比を最大限にするという条件を課することにより、希望する唯一の解を見つけることができる。そのため受信機には有限量のノイズが存在するものと仮定しなければならない。

この解を説明する前に、次式を解くもう一つの解について説明する。

$$\begin{aligned} C_{11} \cdot S_1 + C_{12} \cdot S_2 \dots \dots + C_{1M} \cdot S_M &= R_1 \\ C_{21} \cdot S_1 + C_{22} \cdot S_2 \dots \dots + C_{2M} \cdot S_M &= R_2 \dots \dots (7) \\ \cdot &\quad \quad \quad \cdot \quad \quad \quad \cdot \\ C_{N1} \cdot S_1 + C_{N2} \cdot S_2 \dots \dots + C_{NM} \cdot S_M &= R_N \end{aligned}$$

$N > M$ であれば、未知数を上回る方程式がある。それらは全て矛盾がなくNの任意の部分集合Mを解いても同じ答えでなければならない。しかしながら、受信値に非相関エラーを生じる受信機のノイズにより、方程式は全てが必ずしも一致しない。

その周知の解はいわゆる最小二乗解である。最小二乗法により方程式を矛盾なくするためにR値へ加える必要のあるノイズエラーのRMS和を最小限とする解が求められる。エラーベクトルは次式で定義することができる。

$$E = C \cdot S - R \dots \dots \dots (8)$$

二乗和エラーは次のようになる。

$$E' E = (C \cdot S - R)' \cdot (C \cdot S - R) = S' \cdot C' \cdot C \cdot S - R' \cdot C \cdot S - S' \cdot C' \cdot R + R' \cdot R \dots \dots \dots (9)$$

この式を各Rについて微分すると勾配が得られる。

$$\text{grad}(E' E) = 2C' \cdot C \cdot S - 2C' \cdot R \dots \dots (10)$$

E' Eは大域最大値であり  $\text{grad}(E' E) = 0$  である。

$$\text{すなわち、} C' C \cdot S = C' R, \text{ もしくは } S = (C' C)^{-1} \cdot C' \cdot R \dots \dots (11)$$

したがって、Mの最小二乗解は  $S = A \cdot R$  となり、Aは次式で表される。

$$A = (C' C)^{-1} \cdot C' \dots \dots \dots (12)$$

これはAが次式で表される最小電力送信解と比較することができる。

$$A = C' (C C')^{-1}$$

前記受信の最小二乗解は必ずしも各信号の品質を最大限とするものではない。  
次に各信号品質を最大限とする解を見つけるためにその信号を生じる最善A行列の行を探す。

分離された信号  $\underline{S}_i$  はAのi行により与えられるため、 $A_i$ と記され、受信チャンネル出力Rのベクトルが乗じられる、すなわち、 $\underline{S}_i = A_i \cdot R$  である。Rは  $C \cdot S + \text{Noise}$  で与えられ“Noise”は受信機チャンネル内の  $N_1, N_2 \dots$  成分を有する非相関ノイズのベクトルである。

$$\text{したがって、} \underline{S}_i = A_i \cdot C \cdot S + A_i \cdot \text{Noise} \dots \dots \dots (13)$$

$\underline{S}_i$  に現れる希望する  $S_i$  成分の量は次式で与えられる。

$$(A_{i1} \cdot C_{1i} + A_{i2} \cdot C_{2i} + A_{i3} \cdot C_{3i} \dots + A_{iN} \cdot C_{Ni}) \cdot S_i = A_i \cdot C_i \quad \text{ここに、} C_i \text{ は } C \text{ の第 } i \text{ 列を意味する。}$$

全ての  $S_i$  が単位電力で送信されるものとする、抽出された希望する成分の電力は次式で表される。

$$P = |A_i \cdot C_i|^2 = A_i \cdot C_i \cdot C_i' \cdot A_i' \dots \dots (14)$$

しかしながら、抽出された信号には他の信号  $S_k$  による干渉成分もある。iに等しくない全てのkに対する干渉電力の和は次式で与えられる。

$$I = A_i \cdot C_{dim} \cdot C'_{dim} \cdot A_i' \dots \dots \dots (15)$$

ここに、 $C_{dim}$ は列  $i$  を除去した行列  $C$  である。

さらに、次式で表されるノイズ電力もあり、

$$|A_{i1} \cdot N_1|^2 + |A_{i2} \cdot N_2|^2 \dots = A_{ii} A_{ii}' \cdot nI \quad (16)$$

ここに、 $n$  は各ノイズ信号  $N_1$ ,  $N_2$  等の平均二乗値である。

信号対ノイズプラス干渉比は次式で表される。

$$P / (I + N) = A (C_{ii} \cdot C_{ii}') A' / A (nI + C_{dim} \cdot C_{dim}') A' \quad (17)$$

数学者ならばこの式はエルミート形式であることがお判りと思われる。

$$X' U X / X' V X$$

で表される式の極大および極小は  $V^{-1} \cdot U$  の固有値、すなわち、 $\det (V^{-1} \cdot U - qI) = 0$  の解により得られる。これらの極値を与える  $X$  の値は対応する固有値である。ここでは、 $V^{-1} \cdot U$  は  $(C_{dim} \cdot C_{dim}' + nI)^{-1} \cdot C_{ii} \cdot C_{ii}'$  であり  $X$  は  $A'$  である。

ここで  $n > m$  である場合、 $n \times m$  行列と  $m \times n$  行列の積の固有値は、逆順の積の固有値プラス  $n - m$  ゼロ固有値に等しいという理論を使用する。

問題とする2つの行列として、 $N \times 1$  行列  $(C_{dim} \cdot C_{dim}' + nI)^{-1} \cdot C_{ii}$  および  $1 \times N$  行列  $C_{ii}'$  を使用すると、必要とする固有値は逆積のもでなければならない。

$$\begin{matrix} C_{ii}' & \cdot & (C_{dim} \cdot C_{dim}' + nI)^{-1} \cdot C_{ii} & \dots & (18) \\ 1 \times N & & N \times N & & N \times 1 \end{matrix}$$

しかしながら、これは  $1 \times 1$  の次元を有し、スカラーであるため、非ゼロ固有値は一つしかない。

$$したがって、q = C_{ii}' \cdot (C_{dim} \cdot C_{dim}' + nI)^{-1} \cdot C_{ii} \quad (19)$$

関連する固有ベクトル  $A_{ii}'$  は下記の形式の方程式の解  $V$  である。

$$Matrix \cdot V = V \cdot Eigenvalue$$

$$(C_{dim} \cdot C_{dim}' + nI)^{-1} \cdot C_{ii} \cdot C_{ii}' \cdot V = Vq \quad (20)$$

(19) 式の  $q$  を代入すると、

$$(C_{dim} \cdot C_{dim}' + nI)^{-1} \cdot C_{ii} \cdot C_{ii}' \cdot V = V \cdot C_{ii}' \cdot$$



$$(C \text{ dim} \cdot C' \text{ dim} + n I)^{-1} \cdot C i \dots \dots \dots (21)$$

$V = (C \text{ dim} \cdot C' \text{ dim} + n I)^{-1} \cdot C i$ とすると(21)式の左辺および右辺は同じになることを証明できる。したがって、この固有ベクトルは最善の信号対ノイズ+干渉比でRからS<sub>i</sub>を抽出する係数A<sub>i</sub>のローの最適解となる。

信号対(信号+ノイズ+干渉)比を最大限にしようとする場合には次式が得られる。

$$A i' = (C \cdot C' + n I)^{-1} \cdot C i \quad \text{すなわち} \quad A i' = C i' \cdot (C \cdot C' + n I)^{-1} \dots \dots \dots (22)$$

すなわち、1コラムが除去されたC dimではなく全体C行列が反転に使用される。しかしながら、 $S / (S + N + I)$ を最大限とする値は相反が定数1しか変わらないため、 $(S / (N + I))$ を最大限とするものと同じでなければならない。

この解は $S / (N + I)$ を最大限とする解とはスカラー係数 $1 / (1 + q)$ しか変わらず、固定スケーリングでは信号対ノイズ比が変化しないため、實際上同じ解となる。このようなA<sub>i</sub>'が全てのiに対して導かれ互いにその下に配置されてM x N行列Aが形式されると、元の列C<sub>i</sub>である行C<sub>i</sub>'も互いに下に配置されて行列C'が形成される。

したがって、 $A = C' (C C' + n I)^{-1}$ となる。

ここでは“C”行列は送信行列の転置であり、N x MではなくM x Nである点を除けば、これは前記した最小送信電力の解と同じである。それは、N x N行列C C'がM < Nのランクしか無く直接反転が無く、特異であることを意味する。しかしながら、n I項によって対角線下にノイズを付加すると、行列を正則反転させる働きとなって前記解を計算することができる。

最適化されている総送信電力をテストする方法を提供する送信の場合の解は、一つの付加信号をサポートするために増大しなければならない。受信の場合には、既に受信されている信号に新しい信号を加えた場合C行列へ加えられる付加コラムにより、前記係数を再最適化した後で信号対ノイズ比がどのように影響されるかをテストすることができる。問題とするCの付加コラムは、新しい信号がNの受信機/アンテナチャネルにより受信する相対強度および位相を表している。これは、新しい信号がランダムアクセスチャネルに現れて他の信号と衝突しない

間

に決定される。さらに、正規のトラフィックに対するよりも高電力もしくはより多くのコーディングによりランダムアクセスできるため、検出および復号が容易になる。

信号は復号され、Nチャンネルの各々から記録されたサンプルと適及的に相関される。次に、進行中のさまざまな信号群と関連するいくつかの候補C行列の各々に順次新しいCコラムを付与することによりテストを行って、最悪条件でも新しい信号を含むことによる劣化の最も少ないSNRを有する群が決定される。次にトラフィックのための新しい信号へのチャンネル分配が決定され、ランダムアクセスおよびチャンネル分配プロセス中にC行列係数が一時に1行づつどのように到来するかが説明される。

分離されたチャンネル信号は別々のチャンネルプロセッサ1701により処理される。チャンネルプロセッサは呼を接続した後で加入者トラフィックを処理するか、あるいは所与の方向からのランダムアクセス信号を探すのに利用することができる。後者は衛星から受信した信号を結合してランダムアクセス信号を受信することができる地球の固定領域を覆域するビームを形成して行われる。使用する係数は制御プロセッサ1702が選択して他の領域から同じ周波数で送られる他の信号との干渉をキャンセルもしくは低減してランダムアクセスメッセージをインターセプトする確率を最大限とすることができる。ランダムアクセスメッセージにはアクセス試行を受信する方向の演繹的知識が無い場合に受信確率を最大とするエラー修正コーディングの度合いを高めることができる。3つの周波数もしくはタイムスロットをランダムアクセスに使用するとあたかもこのような周波数使用計画はトラフィックチャンネル毎に採用されているかのように全体システム容量に有害な影響を及ぼさないため、オプションとして、ランダムアクセスチャンネルは、例えば、3セル周波数もしくはタイムスロット再利用計画を使用することにより隣接セルですぐに周波数を再利用するのを回避するような周波数計画とすることができる。

チャンネルプロセッサ1701は各ビームチャンネルすなわち別々のチャンネルの各

信号の量に関する情報を制御プロセッサ1702へ与え、制御プロセッサ1702はそれを使用して受信行列プロセッサ1700が使用する干渉キャンセル係数

を制御する。分離された各信号と各ビーム信号間の相関の決定もしくは分離された信号間の相関の決定に応じて、制御プロセッサ1702は2つの異なる制御概念を適用することができる。

第1の代表的な制御方式では、チャンネルプロセッサ1701により復号された分離されたチャンネル信号は分離されない各ビーム信号と順次相関もしくは部分相関される。この相関を行う電氣的接続は各チャンネルプロセッサ1701と他の各チャンネルプロセッサ1701との間に配置されるが、判り易くするためこれらの接続は第17図から省かれている。相関に使用する分離された信号の一部はチャンネル信号内の公知のビットパターン、例えば同期化語もしくはビットパターンとするのが適切である。相関結果は直接C行列係数を表しそれらは制御プロセッサにより処理されて前記したA行列係数が得られる。

第2の代表的な制御方式では、チャンネルプロセッサ1701により復号された分離されたチャンネル信号は他のチャンネル信号の少なくとも一部と相関されて他のチャンネル信号により存在するキャンセルされない干渉の残量が求められる。他のチャンネル信号の相関を行う部分は、同期化語等の、各信号に含まれる公知のパターンとすることが適切である。これらのパターンは公知であるためチャンネルプロセッサ1701を互いに交差結合する必要がなく、大量の相互接続が回避される。さらに、制御プロセッサ1702による受信行列係数の適応は、送信している移動電話の所与のセットに対して比較的スタティックであるため、高速でなくともよくそのためさまざまな信号との相関は送信機が予め相関の目的で特殊な同期ワードを挿入するさまざまな時間に生じることができる。

例えば、TDMAタイムスロット等の送信信号の各セグメント内に公知の16ビット同期パターンが利用されるものとする。16の直交16ビット語が考えられるため、異なる16の信号に直交同期ワードを割り当てることができる。1991年8月25日に出願され、参照としてここに組み入れられている、米国特許出願第07/735,805号“高速ウォルシュ変換プロセッサ”に記載されて

いるような高速ウォルシュ変換器は、信号を可能な全ての直交コード語と同時に相関させてキャンセルされない残留干渉量を直接求める効率的な手段を提供する。しかしながら、残留干渉寄与を識別すべき信号数は16よりも多く、例えば37

であり、一時に15の信号が異なる直接コード語を使用し他の22の信号が第16番目のコード語を使用するように構成することができる。異なるコード語を使用するように選択される15の信号は連続するTDMAフレーム間で変えて2フレームを僅かに越えた所で全信号が一意的に識別されているようにすることができる。

この手順はFDMAもしくはCDMA上り変調にも適用することができる。例えば、CDMAの場合には、直交拡散コードを分配して識別を容易にすることができる。1994年1月11日に出願された前記米国特許出願第号“TDMA/FDMA/CDMAハイブリッド無線アクセス方法”に記載されているような各周波数チャネル上で4つのCDMA信号が重畳するハイブリッドFDMA/CDMAを上りに使用すると、システムは4つの直交コード全部を使用する公知の同期パターンを同時に容易に探すことができる。前記したように、基底の同期パターンを並べ替えすることにより、さまざまな位置で同じチャネル周波数を使用する任意数の異なるCDMA送信からの残留干渉寄与を識別することができる。これは、例えば、C行列を使用して信号を分離した後で達成することができ、信号はそれ自体の公知のビットパターンおよびキャンセルすべき他の信号の公知のパターンと相関させることができ、後者の相関結果によりキャンセルされない残留信号量が得られC行列を更新するのに使用することができる。

この第2の方式では、C行列係数は直接決定されず、残留干渉量がAおよびC行列係数のエラーと関連づけられる。この関係は次のように論証することができる。

衛星もしくは基地局がMの希望信号をNの送信機/アンテナから同報する。Nの組合せは各受信局がその意図する信号のみを受信し、その受信機の他のM-1はキャンセルされるように選択される。好ましくはNの一次結合は前記したよう

に引きだされるものであり、各受信局はその意図する信号だけを受信し、総送信機電力は最小である。

ベクトル  $R_d$  に  $N \times M$  行列  $A$  を乗じることにより受信したい信号

$$R_d = \begin{bmatrix} Rd1 \\ Rd2 \\ \vdots \\ RdM \end{bmatrix}$$

から送信信号

$$T = \begin{bmatrix} T1 \\ T2 \\ \vdots \\ TN \end{bmatrix}$$

が形成される、すなわち、 $T = A \cdot R_d$  である。

好ましくは  $A$  は  $C' (C C')^{-1}$  に等しく  $C_{ij}$  は送信機/アンテナ  $j$  から受信機  $i$  までの伝搬である。前記したように呼の設定時に受信方向に対して  $C_{ij}$  が評価され変換されて送信方向の評価が行われる。しかしながら行列  $A$  を計算するのに使用される送信方向に対する  $C_{ij}$  の評価値にはエラーがある。評価された送信行列  $C$  が真の行列  $C_0$  プラスエラー行列  $dC$  に等しいものとする、すなわち、

$$C = C_0 + dC \quad \text{すなわち、} \quad C_0 = C - dC$$

受信局から実際に受信される真の  $R_a$  は真の  $C$  行列  $C_0$  に送信信号を乗じて与えられる、すなわち、

$$R_a = C_0 \cdot T = C_0 \cdot A \cdot R_d = (C - dC) C' (C C')^{-1} \cdot R_d = R_d - dC \cdot C' (C C')^{-1} \cdot R_d = R_d - dC \cdot A \cdot R_d$$

したがって、受信信号のエラー  $dR = R_d - R_a$  は次式で表される。

$$dR = dC \cdot A \cdot R_d \dots \dots \dots (23)$$

エラーベクトル  $dR$  の各エラー要素  $i$  は他の意図せぬ信号  $j$  の各々の一部  $e_{ij}$  を含んでいる。

$M$  信号が公知の信号、パターンもしくは同期ワードを含んでいる場合には、移動体受信信号  $i$  のものと相関させることにより、信号  $j$  の残留干渉量したがって  $e_{ij}$  求めることができる。

同期ワードは直交として、それら全ての相関をウォルシュアダマール変換等の直交変換により同時に実施することができる。利用できる直交コード語数が信号数  $M$  よりも少ない場合には、直交コード語を不完全キャンセルによりその信号が最も干渉し易いと思われるすぐ周りのビームやセル群へ割り当てることができる。 $M$  の信号間で限定セットの直交コード語を置換してさまざまなサブセットを一時に分解し、全ての  $M$  を逐次分解することができる。このようにして、公知の信号パターンを含む部分にわたって受信信号  $R_a$  を全ての直交コード語と相関させることにより干渉コード語の量だけでなくそれ自体のコード語の量が得られる。他のコード語の量をそれ自体のコード語相関の複素量で除して正規化された残留エラー  $e_{ij}$  が得られ、それを数測定間隔にわたって複素数平均を求め、逆  $SACCH$  を介して受信局から送信局へ報告し戻す。報告量を低減するために、各移動体はそれぞれの間隔でその相関器が決定する最大エラーだけを報告するように制約することができる。送信局は他のエラーがその局でゼロであるか、あるいはしばらく修正動作が行われなければ予め報告されているものと随意思定することができる。

したがって、行列  $E = e_{ij}$  は (23) 式の行列  $dC \cdot A$  に等式化することができる、 $dC \cdot A = E$  すなわち  $A' \cdot dC' = E'$  が得られる。

これは未知数  $dC'$  に対する不十分な方程式セットであるが、 $dC'$  の二乗和が最小となる唯一の解が存在し、それは次式で表される。

$$dC' = A (A' A)^{-1} \cdot E'$$

さらに、 $A = C' (C C')^{-1}$  であれば  $A (A' A)^{-1} = C'$  となり、したがって、 $dC' = C' \cdot E'$  すなわち  $dC = E \cdot C$  となる。

したがって、 $C$  の元の推定値および受信局により報告される残留相関測定値が与

えられると、元の推定値のエラー  $dC$  を計算することができ、 $C$  の推定値が徐々に正確になる。

前記したように、逆 S A C C H シグナリング容量により全てのエラーを毎度報告できない場合には、最大エラーを報告すれば十分である。送信機は最大エラー

だけをすぐさま修正するか、あるいは他が報告されるまで待つか選択することができる。他が報告されることを保証するため、送信機は順方向 S A C C H チャネルを介して受信機に特定の測定を行うよう要求することができる。本発明の範囲を完全に説明するためにこのような精度の改善について説明しているが、衛星ビーム内の移動体の相対位置の変化が通信速度に対して遅い衛星-移動体通信では恐らく複雑さを増す必要はないものと思われる。

制御プロセッサは下り  $C$  の初期推定値および、前記したように同期ワード相関により上りで測定した、下り周波数の  $A$  行列係数を得る。次に制御プロセッサは前記したように下り周波数へ適切に変換された修正された  $A$  行列係数を絶え間無く送信行列プロセッサ 1704 へ出力する。

各アンテナ素子チャネル間の位相の不整合によりこの変換を実施する時にめんどろが生じる。前記したように、上りおよび下り周波数の信号間の相対振幅は同じと見做すのが妥当であり、信号間の相対位相は上りおよび下り波長の比で校正することができる。しかしながら、各アンテナ素子からの移動体-衛星上り信号を中継するチャネル間に位相の不整合がある場合について考えてみる。信号位相は単なるアンテナ素子位相  $PHI(i)$  ではなく不整合項  $dPHI(i)$  が含まれる。 $PHI(i) + dPHI(i)$  を波長比で校正すると、 $PHI(i)$  部は正しく校正されるが上りおよび下り経路間の位相不整合間に相関がないため、不整合部  $dPHI(i)$  は正しく校正されない。上りおよび下り位相不整合をそれぞれ  $uPHI(i)$  および  $dPHI(i)$  とすると、次式を計算する必要がある、

$$a \cdot (PHI(i) - uPHI(i)) + dPHI(i)$$

ここで、 $a$  は波長比である。

これは、 $a \cdot PHI(i) + (dPHI(i) - a \cdot uPHI(i))$  と書く

ことができ、少なくとも1定数である、項  $dPHI(i) - a \cdot uPHI(i)$  を何らかの方法で求めて、受信移動体信号から求めたAもしくはC行列係数を移動体への送信に使用すべき係数へ変換しなければならない。これは、例えば、サービスエリア全体にわたってさまざまな位置に配置された2, 3の監視局、すなわち“ダミー移動体”の助けを借りて実施する固定システム校正により行われる。また、それ自体以外の信号との限定数の残留相関を移動体に測定させ、これらの

相関をSACCHを介して報告させることにより、システムは位相不整合の必要な校正を連続的に実施するのに十分な情報を受信することができる。必要であればこのように報告される情報により振幅の不整合の校正も容易にすることができる。

本発明は陸上セルラー無線電話システムの容量改善にも利用できる。前記したように、このようなシステムは一般的に3セクターアンテナを利用して同じサイトから3つの隣接セルを照射する。セクター間の絶縁が高くない（事実2つのセクターの境界にいる移動体に対する絶縁は殆どゼロである）ため、従来のシステムでは3つのセクター全部に同じ周波数チャネルの使用を許可することはできない。しかしながら、本発明の実施例では、セクターを形成するアンテナ素子数と同じ回数だけ同じチャネルを利用できそうである。したがって、（代表的には、コーナリフレクタ内のダイポールの3つの垂直共線スタックにより形成される）3セクターアンテナにより同じチャネルを3回再利用する機会が提供される。

陸上セルラー通信容量はキャリア対同一チャネル干渉比（C/I）のパラメータにより制限される。同じ周波数の信号を360°の方位に放射した時に得られるC/Iは中央照射セルにより得られるC/Iと同じである。所与のC/Iを達成するのに必要な再利用パターンに関して、3セルクラスターすなわちサイトは中央照射セルと同じとなる。AMPSシステムにおいて必要なC/Iを得るのに21セル再利用パターンが必要であることが判っており、したがって同じサイトの全セクターが同じ周波数を使用する場合には21セル再利用パターンが必要となる。これは従来利用される7サイト3セクターパターンに匹敵し、各セクター



で同じ周波数を使用することにより得られていたものは再利用パターンサイズを7サイトから21サイトへ増大する必要により失われることを示している。したがって、本発明のこの実施例では $360^\circ$ の方位に対して3つ以上のセクターすなわちアンテナ素子を使用しなければならない。

第18図は、本発明を陸上セルラーシステムに実現するのに適した代表的なスロットアンテナ1800の円筒状アレイを示す。アレイは金属シリンダー周りの8スロットリングから構成される。水平スロットアンテナにより所望する垂直偏波が得られ、スロットの長さは半波長、例えば、900 MHzに対しておよそ16

cmである。特に、移動体がアンテナ方位がはっきりしないハンドポータブルである場合には、基地局の円偏波と移動電話の直線偏波を交互に組み合わせて使用することが望ましい。円偏波は十字スロット、十字ダイポールあるいはハイブリッドスロットダイポール組合せをアレイ素子に使用して形成することができる。このような構造を使用して両偏波を同時に形成するのが簡便なことがしばしばあり、これは両方の円偏波を送信および受信に使用して送受信結合を低減して利用される。

シリンダー周りの素子間隔は半波長よりも幾分大きくしてスロットが互いに衝突するのを回避しなければならず、交互のスロットを垂直に幾分変位させジグザグとして相互の機会的干渉や電氣的結合を低減することもできる。例えば、0.75の波長間隔を使用すると、シリンダーの円周は6波長となる、すなわちシリンダー半径は1波長以下すなわちおよそ1フィートである。このようなアンテナは従来の3セクターアンテナよりも著しく小さい。このようなスロットのいくつかのリングを、例えば、0.5および1波長間の垂直間隔で垂直に積み上げて従来のセルラー基地局アンテナと同じ垂直開口、したがって垂直指向性が得られる。垂直柱状のスロットは同相給電を行う給電線1801により接続することができる。スロットの8コラムに対応する8本の給電線は8つのRF処理チャンネル1802に接続されている。各RF処理チャンネルは各周波数チャンネル用の送受信二重フィルタ803、線形送信電力増幅器1804、RF増幅器1805、ダウンコンバータ、IFフィルタ、増幅器およびA/Dコンバータ1806、および各

周波数チャネル用の対応する送信変調器1807を具備し、その出力は加算器1808で加算された後電力増幅器804により増幅される。

各周波数チャネル用スロットの8コラム全部のデジタル化された出力が受信行列プロセッサ1809へ送られる。受信行列プロセッサ1809は第9図の行列プロセッサ650と同様である。行列プロセッサ1809は同じサイトと通信中の移動体からの同一チャネル干渉が実質的に抑制されるような異なる観点から同じ周波数で到来する信号を分離する。分離された信号は第9図のチャネルプロセッサ660と同様な（第18図には図示せぬ）音声もしくはランダムアクセスチャネルプロセッサへ送られる。（図示せぬ）チャネルプロセッサにより実施され

る相関測定は第17図の制御プロセッサと同様な（図示せぬ）制御プロセッサへ送られる。（図示せぬ）制御プロセッサは受信行列プロセッサ1809および送信行列プロセッサ1810用の受信および送信行列係数を発生して非干渉的方法で各同一チャネル移動体への送信信号を発生する。

衛星応用に較べて陸上応用では伝搬状態に差が生じ、これから説明するように行列処理が幾分修正される。衛星伝搬経路は実質的に視線であり、たとえ移動体の近くの物体からエコーが生じて、これらの物体から衛星への視線は衛星-セルラーシステムの比較的大きいセル径と較べた場合移動体から衛星への直接電波と実質的に同じである。

陸上移動システムの場合はそうではない。移動体に対してアンテナの反対側の大きな建物や山地からのかなりのエコーにより直接電波から0~180°の任意の方向から到来するエコーが生じる。このようなエコーは信号エネルギーを運ぶため、それらを利用して直接電波のフェージングやシャドーイングの際にダイバシティパスを設けて受信を改善することが望ましい場合がしばしばある。代表的には、移動体から基地局アンテナへの信号経路は移動体に近い物体からの反射によるいくつかの電波からなり、これらの電波は実質的に同じ方向から受信され結合されていわゆるレイリーフェイジングを生じる。例えば、大型セル応用における基地局アンテナは有利な点に高く配置されるため、例えば、1.5 Km以内の近い距離に大型反射物体は考えられず、そのため電波は実質的にさまざまな方向から

到来する。これはこのような物体から反射され任意の方向から到来する電波は、例えば、3 Kmの、長い距離を伝搬されてきたため  $10 \mu S$ 以上遅延していると考えられることを意味する。

遅延信号を表す実質的に非相関方向からの電波のクラスターだけでなく信号のレイリーフェイジングを生じると実質的に同じ方向からの電波のクラスターである前記した両方のタイプの現象に対処するために、受信行列処理に次のようにもう一つの項を導入することができる。

第  $i$  番アンテナ素子（スロットのコラム）で受信される信号サンプル  $S_i(t)$  は移動体  $k$  からの相対的に遅延していない送信信号  $T_k(t)$  と相対的に  $dt$  だけ遅延している信号との和であり次式で表される。

$$S_i(t) = C_{i1} \cdot T_1(t) + C_{i2} \cdot T_2(t) \dots + C_{in} \cdot T_n(t) + C_{i1'} \cdot T_1(t - dt) + C_{i2'} \cdot T_2(t - dt) \dots + C_{in'} \cdot T_n(t - dt)$$

すべての  $S_i(t)$  の方程式を行列形式に集めると、次のように書くことができる。

$$S_j = C \cdot T_j + C' \cdot T(j - m)$$

ここに  $T$  の添字は現時点の値を意味し添字  $j - m$  は  $m$  サンプル前の値を意味し、遅延  $dt$  に対応する。例えば、 $5 \mu S$  毎に信号がサンプルされる場合、遅延  $dt = 10 \mu S$  に対して、 $m$  は 2 に等しい。

遅延の無い電波の信号フェージングは変動する  $C$  係数によるものと考えることができ、送信信号  $T$  は一定であり、あるいは信号  $T$  はレイリーフェイジングにより変動していて行列  $C$  は一定であると考えることができる。一定行列を使用してフェージング信号  $T$  を分離した後で、音声チャネルプロセッサは陸上移動体システムの場合と同様にフェージング信号を処理できるため、ここでは後者について考える。

しかしながら、信号  $T$  がフェージングしていると考えられる場合、遅延項のフェージングは相関されないことを理解されたい。したがって、 $T(j - m)$  をフェージング信号の遅延レプリカとして考えられるようにするために、係数  $C'$  は

変動して直接電波のフェージングを遅延電波のフェージングへ変換するものと考えてフェージングの違いを説明しなければならない。しかしながら、レイリーフェージング値である変動した係数により無限大値の $C'$ が生じる。

したがって、 $C$ 行列を到来方向に関して一定と見做し、高速フェージングを説明するレイリーフェージング変数の明確なセットを導入するのがより簡便である。ベクトル $T_j$ の各信号、例えば第1の信号 $t_1(j)$ 、はこのようにして移動体1からアレイまでの基底レイリーフェージング経路を表す関連する複素乗算係数 $r_1(j)$ を有する。行列の対角線に沿って下向きに係数 $r_1, r_2, r_3, \dots, r_n$ を集め、他はゼロとしこのフェージング行列を $R_0$ で示すと、フェードッド信号セットは次のように単純に表すことができる。

$$R_0 \cdot T_j$$

第1の遅延経路に対する異なるフェージング行列 $R_1$ を定義して、遅延フェードッド信号は次のように表される。

$$R_1 \cdot T(j-m)$$

したがって、アレイ素子からの信号は次のように表される。

$$S_j = C \cdot R_0 \cdot T_j + C' \cdot R_1 \cdot T(j-m)$$

本発明の一つの特徴により、フェージング信号の分離は $m$ サンプル前に計算された分離された信号 $R_0 \cdot T(j-m)$ を使用して次式に基づいて行われる。

$$R_0 \cdot T_j = C^{-1} \cdot [S_j - C' \cdot R_1 / R_0 \cdot (R_0 \cdot T(j-m))]$$

前に分離された信号 $R_0 \cdot T(j-m)$ は最初に $R_0$ で除算して係数を除去して直接電波のフェージング係数を遅延電波のフェージング係数 $R_1$ と置換しなければならない。これにより信号が完全にフェードアウトする時に数値的困難が生じてその関連する $r$ -ファクターがゼロになることがある。しかしながら、分離された信号もゼロとなることがあるため、例えば、送信信号の性質の知識を使用して $R_0 \cdot T(j-m) / R_0$ へ有意値を割り当てることができる。例えば、送信信号が定振幅信号である、もしくはサンプル間で連続でなければならないという知識を使用することができる。

ここに記載された原理の実施例および修正は当業者には容易に理解できるもの

と思われる。例えば、将来の任意のシステムで送信される信号はデジタル信号であると思われるが、本発明の原理はアナログ信号にも応用することができる。いづれの場合にも、フェージングスペクトル（すなわち、 $r$  値の連続級数のフーリエ変換）変調に較べて狭帯域であり、それによって変調の情報をフェージングによる変調と識別することができる。デジタル信号の場合には、送信機に使用される変調器は、所与のビットパターンに対して発生する波形  $T_j$  を予測できるように、演繹的に良く特徴づけられている。送信セグメント内に公知のビットパターンが含まれている場合には、 $T_j$  波形の対応するセグメントを予測することができこれを受信信号と相関させて対応する  $T$  値の推定値が得られる。このプロセスは“チャンネル評価”と呼ばれる。チャンネルの推定値は各情報ビットを復号した後で更新することができる。チャンネルは情報ビットよりも遥かに変化が遅く、

例えば、情報記号レートの8倍とすることができる  $T_j$  のサンプルレートよりはさらに遅いため、チャンネルの推定値は  $T$  波形の多くの連続波形について平均され、したがって情報信号自体よりは幾分ノイズが少ない。

例えば、アナログFM信号の場合には、変調は定振幅であることが演繹的に判っており、位相だけが変動する。位相の変化速度は最大周波数偏差に対応する値に制約されることが演繹的に判っており、周波数変動は連続的であるため少なくともその一次および二次導関数は連続的である。この演繹的知識を使用して前の履歴から次の  $T_j$  を予測することができる。例えば、 $Q_{j+1}$  が前の位相推定値で  $Q$  がその微分推定値であり、 $A_j$  が前の振幅推定値であれば、 $T_j = A_j \exp(j Q)$  かつ  $T_{j+1} = A_j \exp(j (Q_j + Q_d t))$  となる。したがって、 $T_{j+1}$  は  $T_{j+1} = T_j \exp(j Q_d t)$  から予測される。

チャンネル評価技術では導関数を含むカルマンフィルタがしばしば使用され、チャンネル推定値の次の値の予測は信号の時間率変化（導関数）の推定値を使用して行われ、次に予測されたチャンネル推定値を使用して次の信号サンプル点が予測される。次に予測および受信信号間のエラーを使用して二乗和エラーを逐次最小とするようにチャンネル（フェージングファクター）およびその導関数の推定値が修正される。

同じカルマンフィルタ技術を使用してR 0およびR 1の対角要素を評価することができる。これらの対角値が推定されると、本発明の別の特徴により、R 1の任意の値がR 0の対応する値よりも大きいかどうか確認される。R 1の値がR 0の対応する値よりも大きければ、遅延電波が現在直接電波よりも高い強度で受信されていることを示す。次にR 1のその要素に対応するC' のコラムがR 0に対応するCの対応するコラムによりスワップされてCmaxおよびCminで示す新しい行列が形成される。R 1からの大きい要素はR 0からの対応する小さい要素によりスワップされて新しいR行列RmaxおよびRminが、それぞれ、形成される。スワップされたR要素に対応するT(j-m)の要素が次にTjの対応する要素によりスワップされて、それぞれ、UjおよびVjで示す遅延および非遅延信号の混合ベクトルが形成される。ベクトルUjはTjのある要素およびT(j-m)のある要素を含むことができ、ベクトルVjは残りを含む。したが

って、アレイ素子からの信号の方程式は次のようになる。

$$S_j = C_{max} \cdot R_{max} \cdot U_j + C_{min} \cdot R_{min} \cdot V_j$$

この方程式を解くと次式が得られる。

$$U_j = [C_{max} \cdot R_{max}]^{-1} \cdot [S_j - C_{min} \cdot R_{min} \cdot V_j]$$

Rmaxの要素は2つの中の大きい方に選択されているため、ゼロ値の機会は低減される。さらに、Sjから減じられるVjの値はCminを乗じて最小限とされ、そのためVj値が誤っていたりノイズが多くても後続値へのエラー伝搬は減衰される。

しかしながら、ベクトルVjは未計算値を含んでいる。RmaxおよびRminに対して次回R 0およびR 1の同じ要素が選定されるものとする、Vjの未計算値は将来のUベクトルU(j+m)に属する。Vjに含まれるTの前に計算された値は前のUベクトルU(j-m)から得られる。

CminおよびRminは2つの行列Cmin, Rmin1およびCmin2, Rmin2へ別けることができ、そのコラムは前のすなわちUベクトルから得られるVj値にそれぞれ関連している。したがって、Uベクトルは次式で表すことができる。

$$U_j = [C_{max} \cdot R_{max}]^{-1} \cdot [S_j - C_{min1} \cdot R_{min1} \cdot U(j-m) - C_{min2} \cdot R_{min2} \cdot U(j+m)]$$

$U(j-m)$  の値は前の計算から判るが、 $U(j+m)$  の値は判らない。したがって、 $U_j$  は最初にすべての  $U(j+m)$  がゼロであると仮定して計算される。次に、 $m$  サンプル後  $U(j+2m)$  がゼロであるという仮定の元で計算された  $U(j+m)$  がゼロであると、 $U(j+m)$  の計算値を前式へ代入して  $U_j$  の精度を上げたセットが得られる。次にこれらの  $U_j$  値を  $U(j-m)$  の前記計算へ代入して、かつ／もしくは  $U(j+m)$  の計算へ代入し、あるいはその両方により、受信行列プロセッサで利用できる処理電力によってのみ制限される反復度まで計算の精度が改善される。

前式を次のように簡約し、

$$A_0 = [C_{max}]^{-1}$$

$$A_1 = [C_{max}]^{-1} \cdot [C_{min1} \cdot R_{min1}]$$

$$A_2 = [C_{max}]^{-1} \cdot [C_{min2} \cdot R_{min2}]$$

代入すると、次式が得られる。

$$R_{max} \cdot U_j = A_0 \cdot S_j - A_1 \cdot U(j-m) - A_2 \cdot U(j+m)$$

$A_1$  が対角要素  $D_1$  を有し  $A_2$  が対角要素  $D_2$  を有する場合、次のように書き換えることができる。

$$D_1 \cdot U(j-m) + R_{max} \cdot U_j + D_2 \cdot U(j+m) = A_0 \cdot S_j - (A_1 - D_1) \cdot U(j-m) - (A_2 - D_2) \cdot U(j+m)$$

前式の左辺は遅延もしくは進み電波がキャンセルされない分離された信号を表す。独立したチャネルプロセッサにより、遅延エコーを含むこれらの信号を処理してエコーが減じられている場合よりも品質の良い変調および復調を行うことができる。改善された復調信号は、所要のチャネル推定値をより良く求めるのに有用である。このために使用できるデバイスは、1992年10月22日に出願され、参照としてここに組み入れられている、同じ譲受人の米国特許出願第07/965,848号“双方向復調方法および装置”に記載されているようなビタビ・イコライザである。

したがって、本発明のこの実施例では、各信号のエコーが他の信号の推定値から減じられるが、信号自体の推定値からは減じられず、個別のチャネルプロセッサにより処理される信号+エコー信号の分離が行われる。各信号自体のエコーは信号との加法的結合に残されビタビ・イコライザにより使用される。変調記号期間の何倍もエコーが遅延したり進んだりしなければ、いわゆる分数間隔ビタビ・イコライザを使用することができる。

いずれも参照としてここに組み入れられている、同じ譲受人のBjorn Gudmunsonの米国特許第5, 164, 961号“送信特性が変化するチャネルへビタビ・アルゴリズムを適用する方法および装置”、L. Larssonの米国特許第5, 204, 878号“記号送信時にフェージングチャネルのチャネル評価を行う方法”、および1992年9月に出願された米国特許出願第07/942, 270号“時変無線チャネルのチャネル推定値形成方法”に記載されているように、こ

のようなイコライザは加法的エコーの量および位相を連続的に推定し更新する。推定値は対角行列 $D_1$ ,  $R_{max}$ ,  $D_2$ の対角要素に対応する。 $C_{max}$ および $C_{min}$ が判れば $R_{min1}$ および $R_{min2}$ を求めることができ、したがって個別のチャネルプロセッサのチャネル適応イコライザによりレイリーフェージング関数 $R_0$ および $R_1$ を求めることができる。

減法クロスエコー、すなわち別の信号には加法的である信号のエコー、によるキャンセリングの目的は前記チャネル適応ビタビ・イコライザにより処理することができる、各々が一つの信号とそれ自体のエコーだけに依存する、別々の信号サンプル流を得ることがである。しかしながら、完全にするために、分離すべき信号数が比較的少ない、例えば8信号、である場合に使用できるもう一つの方法について説明する。

受信行列プロセッサはアイテルで行われる加法的信号混合を解消していると考えることができる。これはチャネルプロセッサの動作を単純化するのに有利である。しかしながら、前記したように、周期的に完全にフェージングする信号を処理するのに数値的問題が生じることがある。このためある行列は特異となる、すなわち、正確に反転するのが困難になる。性能の低下したチャネル、例えばある



周波数における送信機能が無にする選択フェージングに苦しむチャネル、の影響を解消しようとするイコライザにも同じ問題が生じる。このようなチャネルの影響を解消しようとする逆チャネルフィルタはゼロ周波数で無限の増幅を試みるため、ノイズも極端に増幅され他の問題も生じる。

したがって、引用したビタビ・イコライザのように、受信信号を逆チャネルフィルタにかけて無歪信号を発生し、それを所期の信号のアルファベットと比較することによりチャネルを“解消”しないように提案されることがあるが、所期の記号のアルファベットがチャネルの数学モデルを使用して信号と同じチャネル歪みを受け、歪んだ受信信号がこの予め歪んだアルファベットと比較される。

本発明のもう一つの実施例により、アレイにより受信された複数の同一チャネル信号を受信行列プロセッサで分離すなわち“アンミクス”し、分離された信号を得て別々のチャネルプロセッサにより所期の記号のアルファベットと比較することを行わない方法が開示される。そのかわりに、予期された記号のアルファベ

ットが、アイテルで行われる混合プロセスのモデル（すなわち、C行列係数およびチャネル推定値R）を使って各種の方法により予混合され、アレイ素子により受信された混合信号と比較される。

このような方式によりアルファベットの混合記号数は信号数の累乗に従って指数関数的に拡張される。例えば、各信号が2進記号により変調されるものとする。所期の記号アルファベットは2つの記号、0もしくは1、しか持たない。しかしながら、アレイ素子が8つの信号の重み付けされた和を受信し、その各々が1もしくは0により瞬時に変調できる場合、全ての信号が時間的に一致しておれば受信できる混合信号数は $2^8$ すなわち256となる。さまざまな信号が時間的に一致していなければ、一つの信号の記号期間が別の信号の2つの記号に重畳することがある。したがって、一つの信号の記号期間の波形は他の各信号の2つの記号によって決まる。それにもかかわらず、波形の各点はその記号期間のある各信号の一つの記号のみで決まる。しかしながら、エコーを考慮すると各波形点は各信号の2つの記号に依存することができ観察できる値の数は65536まで引き上げられる。しかしながら、例えば、256状態のビタビ・アルゴリズムを使用

してアレイからの信号を一緒に復調できる方法について以下に説明する。

本発明の実施例により、第19図を参照して、数値機械は各々が8つの各信号の一つ前の2進ビットに対する特定の8ビット公準に関連している256セットのバンク1900を有し、遅延エコーのために受信アレイ信号はそれに依存する。SMLSE（逐次最大尤度評価）コントローラ1910は各信号の現在2進ビットに対してもう一つの8ビット公準を作成する。いずれ全ての公準が試みられるので、この公準をどのように作成するかということは重要ではない。公準が逐次試みられる場合には、例えば8ビットカウンタによりそれらを発生することができる。しかしながら、反復されたハードウェアを使用して全ての公準を試みる場合には、各ハードウェアユニットは一つの固定公準しか処理しないためそれは内部にハードワイヤすることができる。

前の各8ビット公準プラス新しい8ビット公準と共に、1組の8つの信号予測器1930がフェージングチャネル係数RおよびR' および送信変調もしくはコーデイングの演繹的知識を使用して一つ以上の反射電波を含むアレイに入射する

各信号の複素数値を予測する。次に次式を計算することにより行列プロセッサ1940により複素信号値が結合される。

$$S_j = C \cdot R \cdot T_j + C' \cdot R' \cdot T(j-m)$$

ここに、CおよびC' は直接および遅延波が主として受信される方向を表す正方行列である。

計算された信号は仮定的8ビットが正しい場合にアレイ素子において受信されと思われる信号である。仮定的信号はコンパレタ1950によりアレイ素子からの対応する受信信号と比較される。コンパレタ1950は、例えば、差の二乗和を計算することにより8つのアレイ信号からの8つの予測の正味の不整合を評価する。しかしながら、二乗和の数式に基づいた正味の不整合を表す信号を発生する別の方法も知られており、特定の選定例に対して有利と思われる場合に使用することができる。例えば、いずれも参照としてここに組み入れられている、1974年5月IEEE Trans. Comm. 第COM-22巻第4号、第624-636頁のG. Ungerboeckの論文“キャリア変調データ送信システム用適応最大尤

度受信機”、Atkinson等の米国特許第5, 031, 193号、およびBäckström等の米国特許第5, 191, 548号を参照されたい。二乗和エラー信号は、SMLSEコントローラ1910へ帰還され、信号プロセッサ1930に使用される前の8ビット信号仮定1921に対して状態メモリ1900に記憶されている前のエラーへ加えられて、信号  $r_i' t_i'$  が得られる。

前記手順は記憶された前の仮定の後の新しい各仮定的8ビットに対して順次実施される。これにより、新しい各仮定に対して先行する仮定に使用された256の累積エラー候補数が生じる。その中の最も小さい数が選定されて、新しい仮定的8ビットに対応する状態に関連する新しい累積エラーとなる。新しい仮定的8ビットの全ての可能性がこのように処理される場合、状態メモリ1900は各々の先行する最善、すなわちエラーが最も少ない仮定および順次それらに先行する仮定等だけでなく、新しい各仮定に関連する256の新しい累積エラー数を含んでいる。したがって、256の各状態が8ビット値の候補復調シーケンスを含んでいる。これらのシーケンスの中の最も古い値は一致する傾向にあり、それが起こると機械は不確かではない決定に収束したと言われる。次に、決定された8ビ

ットを抽出して、8つの入射信号の各々に対する1ビット判断がなされる。収束しないでシーケンスメモリ1900が一杯になると、累積エラーの最も小さい状態の最も古いバイトを信じて経路履歴が切り縮められる。次に、その値が抽出され、経路履歴メモリが1バイト短縮される。

前記プロセスは、行列処理により混合されている信号を分離する試みの代替策を表す。ここでは、信号は送信機モデルおよび混合プロセスモデルにより仮定され、観察された混合信号に最も良く対応する仮定が前記したようにSMLSE器1910により決定される。したがって、数学的に処理しにくいことがある混合プロセスを反転して混合信号を分離する必要性は、数学的に処理し易い混合プロセスを仮定された信号に適用してアレイ素子により受信すべき混合信号を予測し観察された信号に最も一致する仮定を取り上げることにより、回避される。このプロセスは、同じチャネルを使用する2つの移動体と同じ方位である場合には失敗することではなく、例えば、1993年11月22日に出願された米国特許出願

第08／ 号“マルチパス時間分散によるCDMA信号のジョイント変調方法および装置”に記載されたジョイント変調と同等である。

本発明の前記実施例は衛星セルラー通信システムに応用することができ隣接セルにおいて即座にスペクトルを再利用できるようにして利用可能な帯域幅をより有効に使用することができる。これらの技術は、例えば、隣接セクターで同じ周波数の再利用を許す陸上セルラーシステムに関しても説明されている。

實際上、本発明の衛星および陸上の両方の応用において、トラフィック管理技術と適応信号処理技術の組合せにより利益が得られる。トラフィック管理システムは、呼が絶え間無く終止され新しい呼が確立されるTDMAもしくはFDMAもしくはその組合せを使用する連続動作システムに関連する。通信基準を最適化するようにタイムもしくは周波数スロットに選択的に新しい呼を確立することにより、同じタイムスロットおよび／もしくは周波数を使用するトラフィックは自然に分類され群とされる。基準は複数のアンテナ素子を使用してさまざまな線形的に独立した組合せの受信に基づいて同じ周波数および／もしくはタイムスロットの信号を適応型信号処理により分離できる容易さに関連している。

本発明のもう一つの実施例では、信号処理は移動電話の動きや新しい呼の設定および終止には適合されず、決定論的に作動して、トラフィックはダイナミックトラフィックチャネル割当アルゴリズムを使用する信号処理の決定論的特性に適合される。

従来の代表的な陸上セルラーシステムは、1本のアンテナマストに3基の120° 覆域アンテナが取り付けられ共通サイトから3つのセルを照射する、いわゆるセクター化を利用している。これにより、セルセンターの3つの別々のアンテナサイトを使用して3つのセルを照射するのに較べて、不動産コストが節減される。6セクターシステムも知られている。従来セルラーシステムは、各通話にそれぞれ独立した一対の上りおよび下り周波数チャネルが割り当てられるアナログFM音声送信を利用している。現在デジタル通話送信を使用するTDMAシステムが設置されており、各通話には一意的な一対のタイムスロットー周波数チャネル組合せが分配される。しかしながら、これらの従来システムでは3基の120

° セクターアンテナは全ての周波数および／もしくはタイムスロットに対して同じ放射パターンを有している。

本発明のさらにもう一つの実施例では、さまざまな周波数および／もしくはタイムスロット間で回転オフセット放射がなされる。例えば、周波数チャンネル1では、3つの120°セクターは0°（真北）、+120°（東南）および+240°（南西）に向けることができる。周波数チャンネル2では、3つのセクターは60°（北東）、180°（真南）および300°（北西）へ向けることができる。一般的に、互いに1°しかオフセットされていない対応するアンテナセクターを有する120もの周波数チャンネルを有することができる。このようなシステムは今日の固定ビームセルラー基地局アンテナを使用して実現することはできないが、第18図の代表的な円筒対称アレイおよび関連する行列処理を使用して構成することができる。

同様に、アンテナセクターパターンは、TDMAシステムのさまざまなタイムスロット間で回転ジグザグ配置とすることができる。FDMAもしくはTDMAもしくはハイブリッドの場合に、この代表的なシステムにより呼設定時、その後は随意規則的間隔で、移動局との通信に使用する最適タイムおよび／もしくは周波数スロット組合せが決定される。以後周波数とタイムスロットの組合せは単に

“チャンネル”と短縮される。最適チャンネルは、その移動体の方向を指す関連するアンテナセクターパターンを有する最尤チャンネルである。このチャンネルは選定基準が、例えば、最大信号強度であってチャンネルが空いていた場合に選定される。基準が最大信号対干渉比であれば、異なる選定となることがある。例えば、参照としてここに組み入れられている、Ghisler等の米国特許第5,230,082号に記載されているように、本発明を実現するのに適応チャンネル選定法を使用することができる。

第20図に、FDMAシステムの各周波数チャンネルの固定行列係数を使用して発生することができる1組のジグザグセクターパターンを示す。この例では各周波数チャンネルに3つのローブが生成される。記法 $P_i(FK)$ は第 $k$ 番周波数チャンネルの第 $i$ 番ローブのパターンを示す。好ましくは、行列処理係数は、 $P_3$ （

F K) が最大値を有する所で P 1 (F K) および P 2 (F K) が最小値を有するように選択される。最小値がゼロであれば、3つのローブは直交していると言われる。それにより P 1 および P 2 のゼロに位置する移動体は、他の2つから干渉されずに P 3 から最大信号を受信することができ、したがって別々の信号を運ぶことができる。一般的に、真のゼロは完全には達成されず、チャネル選定基準により移動体には対応するセクターパターンにより他のローブおよびセルからの干渉に対する希望信号の比が最大となるような周波数が分配される。例えば、第20図の移動体Mには好ましくはF 4が分配され、ローブP 3 (F 4)は移動体Mの方向に最大強度を有する。P 3 (F 4)を利用できない場合には、次善の分配P 3 (F 3)が試みられ、以下同様である。

實際上、AMP S等のFDMAセルラーシステムは1000チャネルを利用することができ、通常各々が最小400チャネルを取り扱う2つのオペレータ間で分割される。代表的な21の周波数再利用パターンを使用すると、各セルでおよそ20すなわちサイト当たり60の周波数を利用することができる。したがって、さまざまな周波数のローブ間の角度差は、3ローブシステムの場合、 $120^\circ$ の僅か $1/20$ すなわち $6^\circ$ に過ぎない。この例では、同じサイトにおけるさまざまなローブは全て異なる周波数を有している。移動体の角度分布が均一であるものとする、チャネル分配アルゴリズムにより各移動体はビーム中心の2、3。

以内となる。これにより、最適化された時に、セクターエッジでおよそ12dB低下する今日の固定セクター化パターンよりも平均して良好な信号を移動体は受信することになる。このようにして希望する信号が改善されると、周囲のセルとの干渉の許容範囲が改善されて再利用パターンは21から12等のより厳しい再利用パターンへ収縮し、容量利得は $21/12$ となる。これは今日のセルラーシステムのセクターと同数のローブを使用して達成することができる。第18図に示すように、ローブ数が8へ増加するとさらに $8/3$ だけ容量が増加して現在のAMP S容量のおよそ5倍となる。さらに、信号対干渉比を最大とするために各セルが400の周波数チャネルのいずれかを適応的に選定できれば、各セルに周

波数の固定サブセット（全体の  $1/21$  又は  $1/12$ ）を有する場合に較べて2倍の容量が得られる。これは送信電力レベルも各移動体のそのセルサイトからの変動する半径方向距離に適応される場合に達成される。前記したように、同じ周波数を使用するローブを直交とすることにより、各  $120^\circ$  セクター内で60サイトの周波数全部を使用することもできる。ローブ分離は  $2^\circ$  となりチャネル分配アルゴリズムにより各移動体がビーム中心の数度以内にあることだけでなく、同一周波数ローブの最小値の数度以内にあることも保証される。

ジグザグセクター放射パターンをさまざまな周波数チャネル  $F_1, F_2, F_3, \dots$  と関連づける替わりに、一つの周波数を使用するTDMA信号のさまざまなタイムスロットと関連づけると、基地局アンテナからの放射はタイムスロット1に対するある組の方向と、タイムスロット2に対する1組の回転方向等を取り、ビームは明らかに時間と共に回転するようにされる。したがって、TDMAの状況では本発明のこの実施例はTDMAフレーム上を  $360^\circ$  連続回転するか、より適切には、 $N$ を周波数再利用のセクター数とした時にTDMAフレーム期間中  $360^\circ/N$  回転するビームを生成する点から定式化することができ、次フレームに対するデータ変調は連続するフレーム間で1セクターだけシフトバックされて、同じ移動体に対するデータが同じ方向に放射され続けるようにされる。特定移動体宛のデータはTDMAバーストに“デジタル音声カラーコード”を含めることにより、US IS 54 TDMAシステム内に表示される。したがって、例えば、この技術は、アンテナセクターパターンを一方向に回転させる一方、

D

VCCを逆方向に同じ速度で回転させて、同じDVCCが連続するフレームで同じ方向に放射され続ける点で、より単純に説明することができる。

本発明のFDMAおよびTDMAの両実施例において、移動局は粗い地理的位置を決定する能力が与えられる。FDMAでは、移動体は、さまざまな周波数で相対信号強度を測定する。最大信号強度が受信される周波数は、セクター内の移動体の方角を示す。セクターは、送信内に含まれるセクターID情報を復号して決定される。

代表的なTDMAの実施例では、移動体は周波数さえも変える必要がない。替わりに、移動体は、TDMA期間中のサイクリックな信号強度変化に注目して、各スロットにより運ばれるスロットID情報によって決まる、タイムスロット1に対するピークおよびトラフ信号強度位置を求める。

サイクリックな信号強度変化はフーリエ変換により数サイクルにわたって処理することができタイムスロット1に対する基本成分の位相は移動体の方角を示す。次に公知の位置にある2つの基地局からの方角により移動体の位置が固定される。移動体は信号強度ピークのタイミングを報告することができネットワークは、基地局の座標を移動体へ送るのではなく、位置計算を行うことができる。被呼もしくは発呼移動体へトラフィックチャネルを分配すると、ネットワークは利用できるすべてのタイムスロット／周波数組合せの中から使用するのに最善のものを決定することができる。

前記したことは移動局と軌道衛星間に有利な通信を提供するように適合することもできる。この実施例では、アンテナアレイ信号処理はさまざまな移動体位置に対して適合はされず、移動体は位置に基づいて通信を最適化するように特定アンテナアレイ信号処理チャネルへ配置される。すなわち、移動体は移動体位置へアンテナビームを適応的に向けるのではなくいくつかの固定されたジグザグアンテナビーム位置のひとつを使用して通信するように適応的に配分される。

衛星を使用する動作は幾分修正することができる。固定アンテナビームという表記は静止衛星にも適用できるが、例えば、地球に対する位置が変化する低軌道衛星には適用されない。この場合には、所与の移動体に対するビーム位置は、移動体の移動によらずとも衛星の移動によって移動する。衛星のビームが平均3

分間の呼持続時間に較べて比較的緩やかに地球上を移動する場合には、静止衛星のように移動体呼設定時のビームへ配置すれば十分である。しかしながら、本発明のこの実施例では、衛星の地球上の規律正しい移動を取り除いて各ビームにより照射されるエリアが衛星が昇ってから沈むまでスタティックとなるようにビーム方向を適合することができる。このようにして、この期間中に衛星の運動に無関係に移動体に同じビームを配分することができる。



さらに、低軌道衛星のこのようなシステムは、一般的に連続的な覆域を提供するように配置して、一つの衛星が沈んだら別の衛星が昇るようにされる。例えば、西から昇る衛星が、東にまさに沈む衛星により空にされたエリアの照射を引き継ぐことができる。その東に隣接するエリアが沈んでゆく衛星を見失うと、昇り来る衛星により元のエリアに最初のビームを維持しながら緊密に繋ぐ新しいビームが生成され、沈み行く衛星によりサービスされる全てのエリアの照射が新しい衛星により引き継がれるまで続けられる。

したがって、本発明のこの実施例を移動衛星に応用すると、通信品質基準を最適化するチャネル割当アルゴリズムを使用して移動体に照射パターンを適応的に配分しながら地球の固定エリアを照射するように、衛星アンテナからの照射パターンを衛星の運動に対して補償することができる。これは、衛星すなわちアンテナを傾けて少なくとも一つのエリアの中心点を一定に維持することにより衛星の動きを補償する機械的方法とは対称的である。しかしながら、この機械的方法では、衛星が頭上を移動する時の円形から楕円形最後に地球の縁を照射する時の放物線状まで形を変えるため、セル照射エリアの中心点を一定に維持することができない。また、本発明のこの実施例は、粗補償のための機械的方法と適応的アンテナアレイ信号処理方法の両方を利用して、衛星が移動する時の形状変化に対して照射パターンを修正することができる。また、信号処理を使用して、沈み行く衛星により空とされる衛星の地上の軌跡の前方に新しいエリアを前進的に生成し、かつ昇り来る衛星により引き継がれる地上の軌跡の後方エリアの照射を終止しながら、特定の周波数および／もしくはタイムスロットによりサービスされるエリアを保持することができる。

本発明のこの実施例の動作を第21(a)図および第21(b)図に示す。あ

る時間Tにおいて(第21(a)図)、昇り来る衛星2100により周波数(左から右)F1, F2, F3, F1, F2, F3, F1, F2でエリアが照射され、沈み行く衛星2102により周波数再利用シーケンスへ続く周波数(左から右)F3, F1, F2, F3, F1, F2, F3, F1でさらにエリアが照射される。例えば、T+5分の時間では(第21(b)図)、昇り来る衛星2100は

恐らくは霞んで見えない最も近いF 1 エリア 2 1 0 4 の照射を中止しており（すなわち、衛星は水平線上低すぎてこのエリアと良好に通信できない）、沈み行く衛星 2 1 0 2 は同じ理由により周波数F 3 でその最も近いエリア 2 1 0 6 を照射することを停止している。

一方、昇り来る衛星は、その地上の軌跡の前方に新しい照射エリア 2 1 0 7 を生成して、沈み行く衛星により空とされたエリアを埋める。昇り来る衛星 2 1 0 0 は、前の衛星が使用したのと同じ周波数により、新しい照射エリア 2 1 0 7 を適切に照射することができる。一方、このエリアに関して沈み行く衛星 2 1 0 2 は、その地上の軌跡の前方のエリアから見ると昇り来る衛星であり、解放された容量を使用してその地上の軌跡の前方に周波数F 2 で照射される新しいエリア 2 1 0 8 を生成する。

さまざまな周波数の替わりに、重畳するエリアは、TDMAフレーム内にさまざまなタイムスロットが分配されたり、ハイブリッドFDMA/TDMAシステムのさまざまな周波数/タイムスロット組合せが分配されたりすることが可能である。いずれにせよ、多数のチャネルを利用できるため第21(a)図および第21(b)図の場合よりも重畳するビームの間隔を遥かに細かくして、最適ビームと殆ど同等に有効に移動体を隣接ビームへ配分することができる。論理的には、好ましくは移動体が中央に配置されるようなビームへ移動体を配分しなければならない。しかしながら、対応するチャネルが占有されると、移動体を幾分中心から外れたビームへ配分してそのチャネルを使用する呼が終止した時に中心ビームへハンドオーバーすることができる。

代表的なTDMAの実施例では、昇り来る衛星および沈み行く衛星の両方が、異なるタイムスロットが使用される場合、同じ周波数を使用して同じエリアを照射することができる。したがって、本発明によるチャネルおよび衛星分配方策は、

切り替え領域における呼を沈み行く衛星により自然に終止できるようにし、かつ同じ領域の空になったタイムスロットを同じ周波数で再利用し、昇り来る衛星を使用して新しい呼を設定することである。

第22図は、例えば第13図のブロック1603に示すハブステーションの数値行列プロセッサへ行列係数を与える代表的な制御プロセッサのブロック図である。制御プロセッサ2200への入力には、(図示せぬ)独立した衛星データ追跡および命令(TT&C)サブシステムからの高度制御情報を含む衛星軌道データが含まれている。衛星軌道および衛星アンテナ指示情報(高度制御情報)およびリアルタイムクロックからの入力を使用して、制御プロセッサ2200は、所与のエリアが特定のタイムスロット内の特定の周波数により照射されるように必要な行列係数を決定することができる。これらの係数は、リアルタイムクロックの変化と歩調を合わせて系統的に更新され、衛星の運動に無関係にこれらの照射エリアはほぼ固定的に維持される。制御プロセッサ2200は、呼出チャンネルによりランダムアクセスを行う移動局から送信される情報も受信して利用できる最善のチャンネル/ビーム組合せを決定して使用することができる。この情報により移動体の粗い位置表示がなされ次に制御プロセッサはこの位置に最も近い中心を有するビームを決定する。次に移動体との通信に使用すべき周波数および/もしくはタイムスロットが決定される。

当業者であれば本発明と両立するアクセス方法はTDMAおよびFDMAだけではないことがお判りと思われる。CDMAを使用することもでき、その場合にはCDMAコード使用パターンに従って照射エリアは地球上で同様にジグザグとされる。事実、1組のアクセスパターンによりチャンネルを定義する任意の多元接続方法が、これらのアクセスパラメータに応じて体系的にジグザグとされた照射エリアを有することができる。さらに、各オフセットビームもしくはジグザグ照射エリアにおいて1組の昇りアクセスパラメータが対応する1組の下りパラメータと対にされておれば、下りに使用するアクセス方法は昇りに使用するアクセス方法と違ってよい。例えば、下りスロット受信中の瞬断は別として昇り送信が連続的である、下りのTDMAと昇りのCDMAの組合せが、参照としてここに組み入れられている、1994年1月1日出願の米国特許出願第

号“TDMA/FDMA/CDMAハイブリッド無線アクセス方法”に開示されている。ダイナミックトラフィックチャネル割当によりトラフィックを

信号処理の決定論的特性に適応させることができる実施例について説明してきたが、次にコーディングおよび周波数再利用方式により容量を最適化することができる補足的な実施例について説明する。

電力制限は、例えばさらに衛星を発射することにより、金銭的に解決できるため、セルラー衛星通信の終局的な容量は利用可能な帯域幅によって制限される。しかしながら、実際には電力には財政上の制約帯域幅には政治的制約があるため、電力効率を著しく損なうことなく帯域幅を効率的に使用することが望ましい。

シングルリンクトレードオフでは隣接セルにおける周波数再利用の可能性が配慮されないため、セルラー（すなわち、エリアもしくはグローバル覆域システム）の帯域幅と電力効率のトレードオフはシングルリンクのそれとは異なることを理解されたい。2つのケースの容量の単位は実際に異なり、シングルリンクではアーラン/MHzでありセルラーシステムではアーラン/MHz/SpKmである。

セルラーシステムでは、サービスエリアをセルへ分割し利用可能な総帯域幅の $1/N$ を各々に使用して照射が行われる。したがって、隣接する $N$ セルのクラスターに干渉しないように異なる $1/N$ を分配することができる。クラスターの外側では、十分離れたセルについて、もう一つのクラスターへ帯域幅を再分配することができる。

$N$ セル再利用パターンを使用することによる干渉の低減はキャリア対干渉比 $C/I$ で測定することができ、それは希望波とスペクトルのかつ時間的に重畳する全ての干渉信号との比である。 $N$ を大きくすると $C/I$ も増大するが、各セルで利用可能な帯域幅が低減してシステム容量が制限される。 $N$ が減少すると $C/I$ が、低下するが、各セルで利用できる帯域幅は増大する。変調およびコーディング方式が低減された $C/I$ を許容できる場合には、 $N$ を大きくすることにより容量を増大することができる。

$C/I$ 許容範囲を大きくする一つの方法は、冗長コーディングを使用することである。この方法により信号当たりの帯域幅は増大するが、再利用パターン $N$ を短縮して得られる利益は相殺される。最適値がどこにあるかが問題となる。

陸上セルラーシステムでは、この問題は深く検討されており、CDMA技術の

極端な帯域幅拡張と各セルにおける即時周波数再利用を組み合わせれば最高容量が得られると結論する人もいる。しかしながら、本発明の実施例では、（陸上セルラーに対して）およそ  $1/3$  のコーディングレートで  $N=1$  に達するまでは、コーディングの増加および  $N$  の減少と共に容量が増加することが判っている。この点において各チャネルは各セルにおいて1回しか使用されていないため、システムは真のCDMAとは見なされない。CDMAは、各セルにおいて各チャネルを2回、すなわち  $N$  の分数、以上使用するものと定義することができる。例えば、 $N=1/2$  は各チャネルが各セルにおいて2回使用されることを意味し、それはCDMAとして分類される。

$N$  を分数値へさらに低減して容量が増加し続けるかどうかは、システムで利用されるCDMAの種類と伝搬チャネルの性質と受信機の複雑さによって決まる。

3種のCDMAシステムを区別することができる。

- i) 従来の非直交CDMA
- ii) 直交CDMA
- iii) 干渉キャンセルCDMA（サブトラクティブCDMA、ジョイント変調、等）

陸上セルラーの世界では、タイプ（i）のCDMAに対しては容量が  $N=1$  よりも低下し、直交CDMAに対しては変わらず（実際に各信号に一意的な周波数やタイムスロットを与えるのに等しい）、タイプ（iii）のシステムに対しては増加することが判っている。さらに、 $N<1$  である陸上セルラーに対するタイプ（iii）のシステムの利得は、CDMA技術に固有の平均干渉に著しく電力の低減された多くの送信機が含まれるような高い遠近環境、およびノイズ制限  $C/N_0$  ではなく  $C/I$  制限である陸上セルラーシナリオによるものである。これらの特徴は衛星通信システムには関係ない。したがって、本発明では、 $C/N_0$  制限衛星通信システムにおける所与の帯域幅分配に対してどのようなコーディング／周波数再利用トレードオフにより容量が最大とされるかが検討される。

陸上セルラーシステムにおける信号スピルオーバーは距離の4乗則の関数である。セルラー衛星システムでは  $C/I$  はアンテナビームパターンサイドローブの関数

である。したがって、コーディング最適化を行うアンテナビームパターンのあるモデルを展開する必要がある。

アンテナのビームパターンは、開口照射関数と呼ばれる、開口上の表面電流分布によって決まる。スーパーゲイン減少を引き起こすことなく、均一な照射により開口は最も効率的に使用される。これにより最善の利得が得られるがサイドローブも最も高くなる。均一照射円形開口に対する放射パターンを第23図に示す。表面電流ベクトルを含む面内に現れる余分な余弦係数によりEおよびH面のサイドローブは幾分異なる。この差は円偏波を使用する場合にはそれ自体が交差偏波成分として現れる。したがって、EおよびH面パターンはC/Iの計算のために単純に平均される。

3セル周波数再利用パターンを示す第5図を再び参照し、影付きセルは同じチャネルf1を使用し他はf2もしくはf3を使用している。この再利用パターンはコーディング/周波数再利用トレードオフを調べるのに使用されるが、当業者ならば7, 9, 12, 21等の任意の再利用パターンを使用できることがお判りと思われる。干渉セルは六角形の尖端にあり、6つの干渉セルの最初の2つのリングを考えれば十分である。しかしながら、それらの干渉レベルを計算する前に、セル径と一致するビームパターンの正しい校正を選択する必要がある。

2つのセル間の中間のピーク利得に対して-3 dBでビームが校正される場合には、最大ビーム=エッジ利得は得られないことが良く知られている。ビームを狭くすると高い利得が達成され、ピーク利得の増加はエッジ損失の増加を上回る。

第24図は、-3 dB交差点のケースにおけるピーク利得に対する、2セル交差点のピークからのdB低下の関数としての(セル中心の)ピーク利得2401、(2つのセルの中間の)エッジ利得2402、および3セル間の中間の利得2403のグラフである。後記する理由により、2セルエッジ利得は本図では2倍に校正されており(すなわち、3.01 dBが加えられている)、3セルエッジ利得は3倍に校正されている(すなわち、4.771 dBが加えられている)。これは各利得ピークがどこにあるかについては影響を及ぼさないが、3つの内のいずれが最悪であるかを認知するのに影響を及ぼす。このグラフによれば、2つ

のセルの中間で最悪なケースが生じ、2セルエッジのピーク利得が3.8 dB低下

する時、すなわち点2404において、最悪ケ利得が最大となる。

第5図の3セル再利用パターンに対して、C/Iパラメータがビーム交差点に依存する様子を第25図に示す。第25図は、-3, -3.5および-4 dBの交差点に対するビーム中心からの移動局距離の関数として描かれており、最大エッジ利得を与えるものよりもビームを狭くすると、大概のセル半径にわたってC/Iが増加することを示している。必要ならば、-4.5 dBの交差点を選択してセル中心におけるC/Iをさらに3 dBからおよそ20 dBだけ改善しながら、エッジ利得の損失を無視できるようにすることができる。第4図のセルエッジにおけるC/Iは10 dBにも達しないが、後記するように、そこへ移動体を配置する必要が無いために軽減されたビームエッジ交差点損失が含まれている。

特定チャネルおよびビームが割り当てられた移動体が最大セル半径の25%以内にあるものから選択されると、そのエリア内の全ての点に対するC/Iは第26図に示すようなものとなる。最悪条件のC/Iは、-5.5 dBの設計ビーム交差点で最大およそ23 dBとなり、最大エリア利得を与えるものを幾分越え、そのため実際には-4.5 dBの交差点が使用されて18 dBの最悪条件C/Iとなる。

次に、N=1周波数再利用パターン、すなわち隣接セルの即時周波数再利用、に対して同じ計算が繰り返されその結果を第27図に示す。これは-4 dB交差点に対する14 dBのセル中心C/Iを示すが、セルエッジC/Iはおよそ-1.5 dBである。第27図の曲線の厚さはセル内の全ての移動体角位置に対するグラフを重畳したために生じたものであり、角位置への依存度はN=3の場合よりもN=1の場合の方が幾分顕著である。6つの干渉体の最初の6リングを加算して第27図のグラフが得られる。

後記するように、特定のチャネルおよびビームを使用する移動体はビーム中心の25%以内にあるものに制限することができ、そのため第28図に示すように、この領域内の最悪条件C/Iを最大とするのが重要である。この場合の最悪条

件C/Iはビーム交差点を $-4.8\text{ dB}$ となるように選択することにより $13\text{ dB}$ で最大となるが、これは $-4.5\text{ dB}$ へ制限すればC/Iが $12.5\text{ dB}$ へ僅かに低減するだけでビームエッジ利得の損失を回避することができる。

第29図～第34図は、さまざまな開口照射関数、 $1/2$ 余弦波に対して、前記した全プロセスを繰り返した結果を示す。この開口照射関数は均一分布よりも幾分開口効率が低いが、サイドロープレベルが低く（第29図参照）、特に3セル再利用の場合（全セルで $20\text{ dB}$ 、半径の $25\%$ で $27\text{ dB}$ ）に、高いC/Iが得られる。第34図に示すように、セル半径の $25\%$ のまでの即時周波数再利用に対するC/Iは、 $-4.5\text{ dB}$ の実際的なビームエッジ交差点では $13.5\text{ dB}$ である。これは第28図に示す均一照射に対しては $12.5\text{ dB}$ であったため、この値は使用される開口関数にはそれほど敏感ではないことを理解されたい。

ビットエラーレートは一般的に $E_b/N_o$ の関数として描かれる、それはビットレートに等しい帯域幅で測定される場合のノイズ電力に対する信号電力の比率に等しい。後者は任意の物理的受信機フィルタ帯域幅がビットレートに等しくなければならないという仮定を意味するものではなく、任意所与の受信機の性能をテストするためのノイズ密度を定義する帯域幅の単位として“ビットレート”が簡便であるというに過ぎない。もちろん、受信機のエラーレート性能はその帯域幅の選択によって決まり、所与の $E_b/N_o$ における性能を最大とするものは使用する変調およびコーディングに応じてビットレートよりも大きいことも小さいこともある。

これに対して、C/Iパラメータは物理的な受信機帯域幅における希望および干渉信号電力の比率である。しかしながら、この比率はCおよびIが同じスペクトル形状を有する場合には受信フィルタの選択とは無関係でありしたがってフィルタの影響を同等に受ける。受信フィルタを通過した任意の‘I’がフィルタを通過したホワイトノイズの等価量、 $N_o B$ 、Bはノイズ帯域幅、と同じ影響をエラーレートへ及ぼすように単純化すると、Iの影響はノイズ密度 $N_o$ の $N_o + I_o$ への等価増力 $I_o$ により表すことができ、ここに $I_o$ は次式で与えられる。



$$I = I_o \cdot B \quad \text{すなわち、} \quad I_o = I / B$$

BPSK変調の場合には、最適受信機帯域幅は実際にビットレートに等しいが、QPSK変調の場合には最適受信機帯域幅はビットレートの半分に等しい。ここではビットレートは符号化されたビットレート／チップレートであるが、 $E_b / N_o$ を定義するビットレートは情報レートである。したがって、下記のような

る。

$B = \text{BPSKにおけるコーディングレート } r \text{ に対するビットレート} / r$ 、  
 $B = \text{QPSK、および一般的なM-アレイ変調におけるビットレート} / 2r$ 、

$B = \text{ビットレート} / r \log_2 (M) = \text{ビットレート} / m r$  ここで、 $m$ は  
 記号当たりビット

したがって、総ビットエネルギー対ノイズプラス干渉密度の比率は次式で表される。

$$E_b / (N_o + I_o) = [N_o / E_b + \text{Bit rate} / B \cdot I / C]^{-1} = [N_o / E_b + m r \cdot I / C]$$

したがって、有限 $C / I$ による所与のエラーレートに必要な $E_b / N_o$ の0.5 dBよりも少ない劣化に対して、 $m r \cdot I / C$ の値は $N_o / E_b$ の1/10でなければならない。

例えば、3 dBの干渉の無い $E_b / N_o$ が必要な場合、3.5 dB  $E_b / N_o$ で作動するのに $C / I$ は $10 m r \cdot E_b / N_o$ でなければならない。BPSKやQPSKおよびさまざまなコードレートに対して、代表的なコーディングレートに必要な $C / I$ は次のようである。

使用する所要C/I	BPSK	QPSK
コーディングレート 1	13.5 dB	16.5 dB
1/2	10.5 dB	13.5 dB
1/3	8.7 dB	11.7 dB
1/4	7.5 dB	10.5 dB

前記したことはスタティックチャネルに対するものであり、同じエラーレートに対して低レートコードには低い $E_b/N_o$ が必要であることは考慮されていない。

ClarkおよびCainの“デジタル通信用エラー修正コーディング”には、1.3/4, 2/3, 1/2および1/3の制約長6たたみ込み符号レートに対する0.1%BERに必要な $E_b/N_o$ が次のように記載されている。

r	BER=0.1%に対する $E_b/N_o$
1	6.7dB
3/4	3.9dB
2/3	3.5dB
1/2	3.0dB
1/3	2.6dB

レート1/4は2.3dBを必要とし、その後リターンが減少することが、外挿により推定することができる。これらの $E_b/N_o$ 数字を使用して、所与の劣化よりも少なくするのに必要なC/Iが次のように計算される。

	0.5dB 損失に必要な C/I		1.0dB 損失		3.0dB損失	
	BPSK	QPSK	BPSK	QPSK	BPSK	QPSK
コーディングレート 1(none)	17.2dB	20.2dB	13.7	16.7	9.7	12.7
3/4	13.2	16.2	10.9	13.9	6.9	9.9
2/3	12.2	15.2	8.7	11.7	4.7	7.7
1/2	10.5	13.5	7.0	10.0	3.0	6.0
1/3	8.3	11.3	4.8	7.8	0.8	3.8
1/4	6.8	9.8	3.3	6.3	-0.7	12.3
1/5	5.7	8.7	2.2	5.2	-1.8	1.2dB

したがって、所与のエラーレートに対する  $E_b/N_o$  はコーディングの増加と共に一様になるが、絶えず増大する帯域幅により必要な  $C/I$  は減少し続ける。これは、( $E_b/N_o$  に適用される) コーディング利得と ( $C/I$  に適用される) 処理利得の別々の概念と一致する。コーディング利得はシャノンの限界により制限され、処理利得はCDMAシステムの場合のように帯域幅と共に増大し続ける。

スタティックチャネルに対する前記結果は、フェージングチャネルに対しては

悲観的である。Ricianもしくはレイリーフェージングが存在する場合には、平均  $E_b/N_o$  をスタティック  $E_b/N_o$  要求よりも増大させて同じエラーレートを維持することができる。しかしながら、 $I$  および  $C$  が共にまさしく同じチャネルにより所与の移動体に達しまさしく同じ量だけフェージングするため、衛星の下りでは  $C/I$  はフェージングを示さない。したがって、 $E_b/N_o$  が10dBフェージングする時に  $C/I$  は10dBだけ減少せず、元の値にとどまる。

フェージングチャネルでは、平均  $E_b/N_o$  におけるエラーレートが目標値よりも著しく低く、かつスタティック  $E_b/N_o$  値までフェージングしてもまだ目標値に等しいため、スタティック  $E_b/N_o$  値よりも低くフェージングする場合しかエラーレートは目標値に達しないことが明らかである。事実、エラーが優勢になるのは、同じ  $C/I$  による劣化の少ない、スタティック  $E_b/N_o$  値よりも十分下の瞬時的な  $E_b/N_o$  領域であることが判る。低い  $C/I$  値はフェージン

グを考慮するのに必要な高い $E_b/N_0$ 値と共に許容できると考えることができる。

したがって即時周波数再利用によりビーム半径の25%まで達成できる12.5~13.5dBの $C/I$ 値は、QPSKを使用する1/2~1/3のコーディングレートで受け入れられる。再利用パターンを $N-3$ まで増大するとセル当たりの帯域幅は3倍小さくなり、同じ帯域幅効率を達成するのに全てのコーディングを終わらせQPSKよりも高次の変調を考えることが必要となるが、著しく高い電力（例えば、3セル再利用パターンにより達成可能な $C/I$ に対する7.7dB~10.7dBの $E_b/N_0$ ）を必要とするペナルティが伴う。したがって、 $N=1$ の代わりに $N=3$ 以上の周波数再利用パターンを使用しても帯域幅効率の利得は無く、（AMSCの場合のように、コーディングを終わらせることにより同じ帯域幅効率を維持するために）電力効率によりあるいはコーディングが持続される場合は帯域幅効率により賄われる唯一のおもなペナルティである。

前記した結果を使用するためにビーム半径の25%以内にある移動体に対してビームの使用をどのように制約できるかについて次に説明する。

“再利用分割”として知られる一種の周波数計画によりセルラーシステムでは容量の2:1までの利得を達成することができる。簡単な形式の再利用分割では、

セル内の利用可能なチャネルは、a) 全セルエリアの内側の1/3以内の移動体、b) セルエリアの1/3~2/3間の移動体、および、c) セルエリアの外側の1/3内の移動体に優先的に使用される3セットへ分割される。セル内の移動体のエリア分布が均一であるものとする、この分割によりチャネルセット各々に対して等しい要求を行うことができる。次に3セル再利用パターンに従って近隣セルにおいて同じエリアリングへのチャネルの分配が置換されその結果2つの近隣セルがその境界まで同じチャネルを使用することが無くなり、容量の損失が無い、 $C/I$ が増大する。所与の $C/I$ を達成するための全体再利用パターンが次に収縮して容量の増大が達成される。前記した原理に基づいて、以下に説明する本発明の実施例に従って再利用分割およびコーディングを最適に組み合わせ